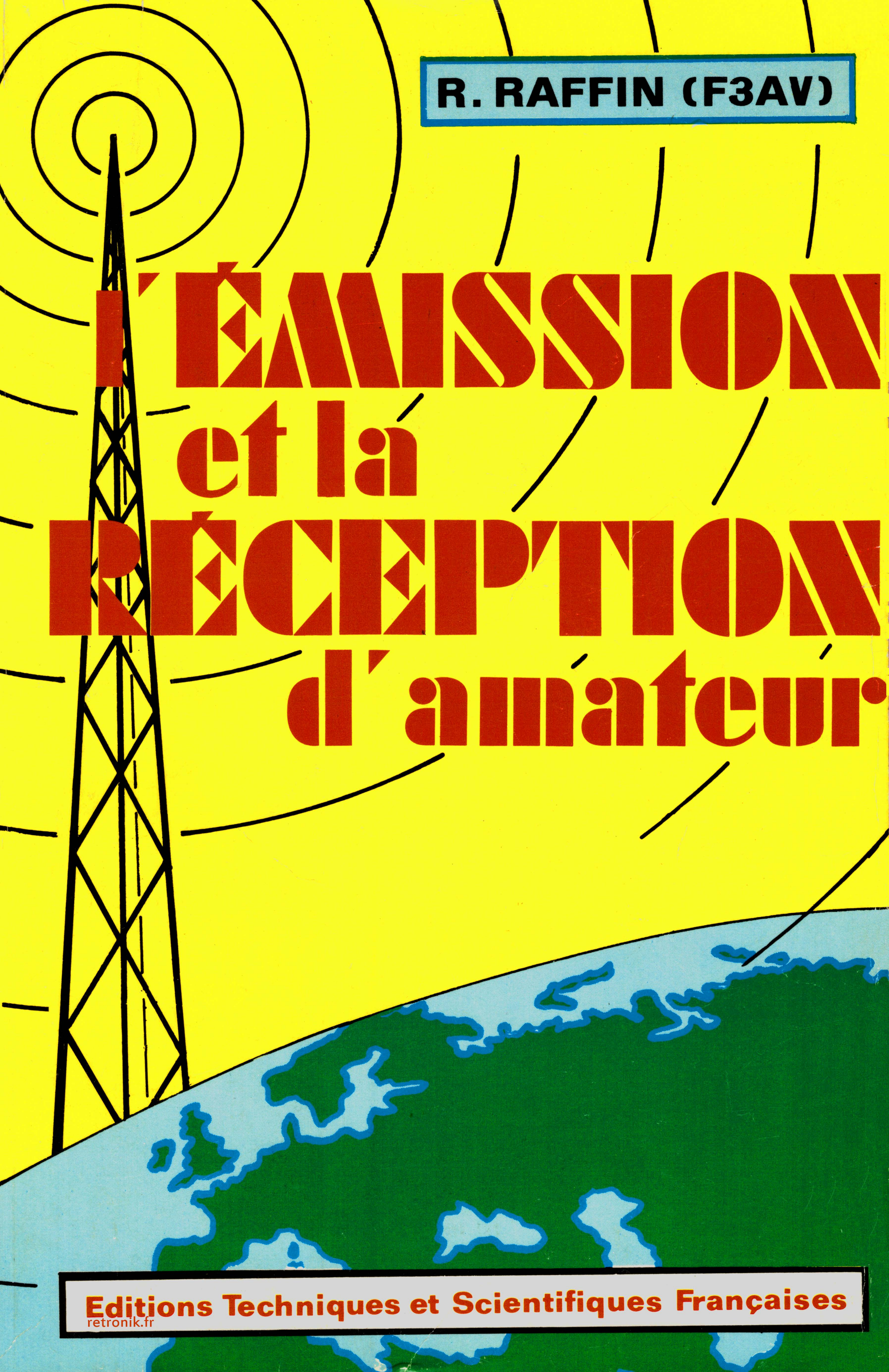

R. RAFFIN (F3AV)
L'ÉMISSION
et la
RÉCEPTION
d'amateur
Editions Techniques et Scientifiques Françaises
retronik.fr

L'ÉMISSION
ET LA
RÉCEPTION
D'AMATEUR

Distribution :
Éditions Radio, 189, rue Saint Jacques 75005 Paris
Téléphone : (1) 43-29-63-70 — Télex : 270664F

L'ÉMISSION
ET LA
RÉCEPTION
D'AMATEUR

(11[e] édition entièrement remaniée)

par
Roger A. RAFFIN
F3 AV
Ingénieur en télécommunication



ÉDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19

Imprimé en France par Berger-Levrault, Nancy

Dépôt légal : octobre 1988
Editeur n° 517 - Imprimeur : 774525
I.S.B.N. 2 85535 171 6

PRÉFACE
de la 1re édition

Notre ami Roger-A. Raffin a bien voulu me demander de présenter son ouvrage aux OM et futurs OM. C'est avec plaisir que je m'acquitte de cette tâche sympathique.

Les lecteurs du Haut-Parleur *apprécient beaucoup notre confrère, qui collabore régulièrement à cette revue depuis de nombreuses années. Ils ont remarqué que tous ses articles sont rédigés dans un but essentiellement pratique. Car Roger-A. Raffin pense, à juste titre, que si la théorie est une belle chose, celle-ci ne se suffit pas à elle-même. En un mot, ce n'est pas seulement un professionnel de la plume ! La présentation de l'auteur apparaît, d'ailleurs, superflue... Quant à son œuvre, il suffira de consulter la table des matières — particulièrement copieuse — pour avoir une idée de l'ampleur du sujet traité.*

On remarquera que rien n'a été laissé dans l'ombre. Ce n'est pas là un des moindres mérites de notre excellent confrère : il était très difficile d'aborder, comme il l'a fait, tous les problèmes auxquels se rattachent l'émission et la réception des ondes courtes. Les rares ouvrages qui existent déjà pèchent souvent par omission. Ce reproche ne saurait s'appliquer à celui-ci... Nous ne craignons donc pas de « servir un vieux cliché » en disant que le livre de Roger-A. Raffin comble une lacune ; nous n'émettons là qu'une vérité dont l'évidence s'imposera aux lecteurs avertis. Tout OM se doit de lire... et de méditer ce véritable Handbook français.

Edouard JOUANNEAU.

PRÉFACE

Préfacer l'ouvrage de mon ami Raffin F3 AV est un honneur et un plaisir.

Sans aucune contrainte, sans aucune arrière-pensée, il est très agréable de pouvoir certifier le sérieux de cet ouvrage indispensable à l'amateur.

Bannissant les formules anciennes, qui impliquaient à tout auteur d'un livre sur la radio d'amateur la nécessité de rappeler les théories physiques d'où découlent celles particulières à la radio, F3 AV se plante devant l'amateur et lui dit :

« Vous avez lu vos livres de physique, élémentaires ou supérieurs.

« Vous vous y reporterez pour vous remettre dans l'atmosphère et connaître tout de même l'A B C de la télégraphie sans fil (comme l'on disait autrefois...).

« Mais ce que je veux, c'est vous guider intelligemment (... et il s'y connaît, F3 AV !) dans ce dédale que constitue la radio d'amateur, et ce tant au point de vue technique qu'au point de vue pratique. »

ÉMISSION, RÉCEPTION, oui ; mais chacun de ces titres comporte des sous-titres si nombreux et variés que je vous laisse le soin de les compter et, par là même, de vous faire une idée de la multiplicité des cas étudiés.

Pour moi, j'ai apprécié cette variété de sujets traités, et surtout les procédés simples, les explications lumineuses qui doivent permettre à tous ceux « qui ont le microbe » de devenir de bons artisans radio, de bons techniciens.

Ce livre s'adresse aux débutants, aux jeunes que j'ai toujours désiré encourager, aux amateurs avertis, car, sous un volume réduit, il condense des « tuyaux », des renseignements, des théories qu'il est permis de n'avoir pas toujours présents à l'esprit.

Les Américains nous ont présenté des Handbooks variés, tous fort bien documentés et rédigés.

J'estime que l'ouvrage de F3 AV leur est supérieur sur le plan « français », car il se met à la portée de l'amateur français, qui ne dispose, hélas ! pas de la variété du matériel disponible aux U.S.A.

F3 AV a eu le courage de s'atteler à cette tâche ardue, de rechercher pour l'OM français TOUT ce qui pouvait lui être utile, et il a parfaitement réussi. De plus, il a su expliquer simplement le pourquoi des choses... et ce n'est pas là son moindre mérite.

Bravo et 73 bien cordiales de

G. BARBA F8 LA,
Président d'Honneur du R.E.F.

INTRODUCTION

Arrivé à la 11e édition, j'ai voulu présenter à mes amis lecteurs, OM ou futurs OM, un ouvrage entièrement nouveau (totalement remanié et modernisé) en remerciement de leur confiance et de leur fidélité, un ouvrage vraiment et **uniquement axé sur le radio-amateurisme** de notre temps.

Je pense que celui qui souhaite entrer dans le monde des radio-amateurs connaît au moins les bases essentielles de la radioélectricité. Le cas échéant, le lecteur pourra toujours se reporter à un ouvrage tel que « Cours Moderne de Radio Electronique » pour acquérir les notions fondamentales.

Néanmoins, par leurs multiples détails et leurs explications toujours reprises à la base, chaque sujet est abordable par le débutant « Ondes Courtes », et saura, en même temps, retenir l'attention de l'amateur chevronné.

Mon but est de faire connaître exactement aux OM ou futurs OM le rôle exact des organes qu'ils emploient pour le fonctionnement du montage qu'ils exploitent (émetteur ou récepteur).

Ce livre ne fait pas appel à des mathématiques exagérées (dérivées, imaginaires, etc.) qui, souvent, ne contribuent qu'à embrouiller à jamais les idées claires que tout amateur devrait avoir sur telle ou telle question, si l'on faisait tout bonnement appel à ses connaissances d'ordre général.

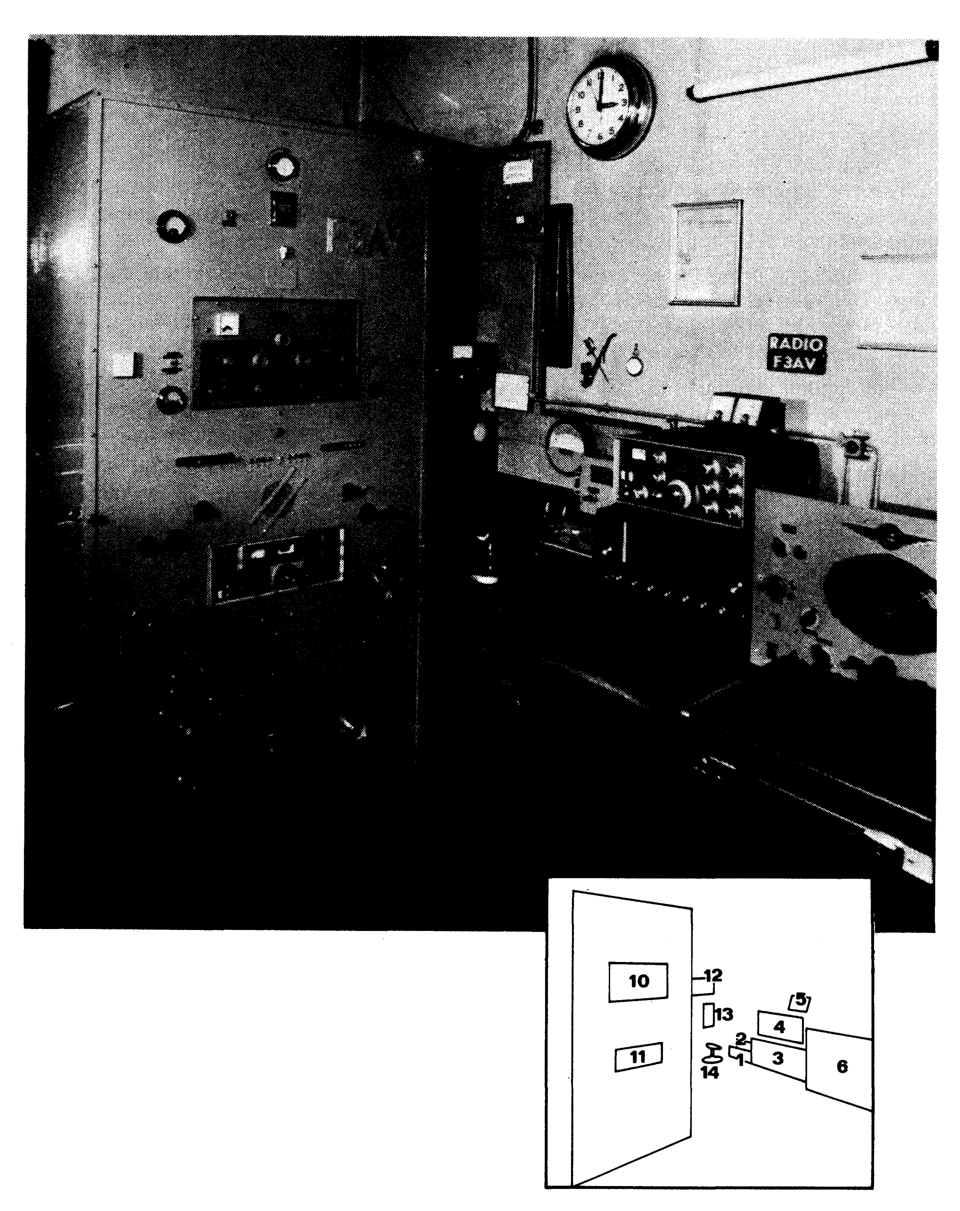
Théorique ? Certes, cet ouvrage l'est un peu, il le faut ! Mais juste le strict nécessaire pour faire mieux comprendre le fonctionnement des diverses parties d'un récepteur ou d'un émetteur ondes courtes.

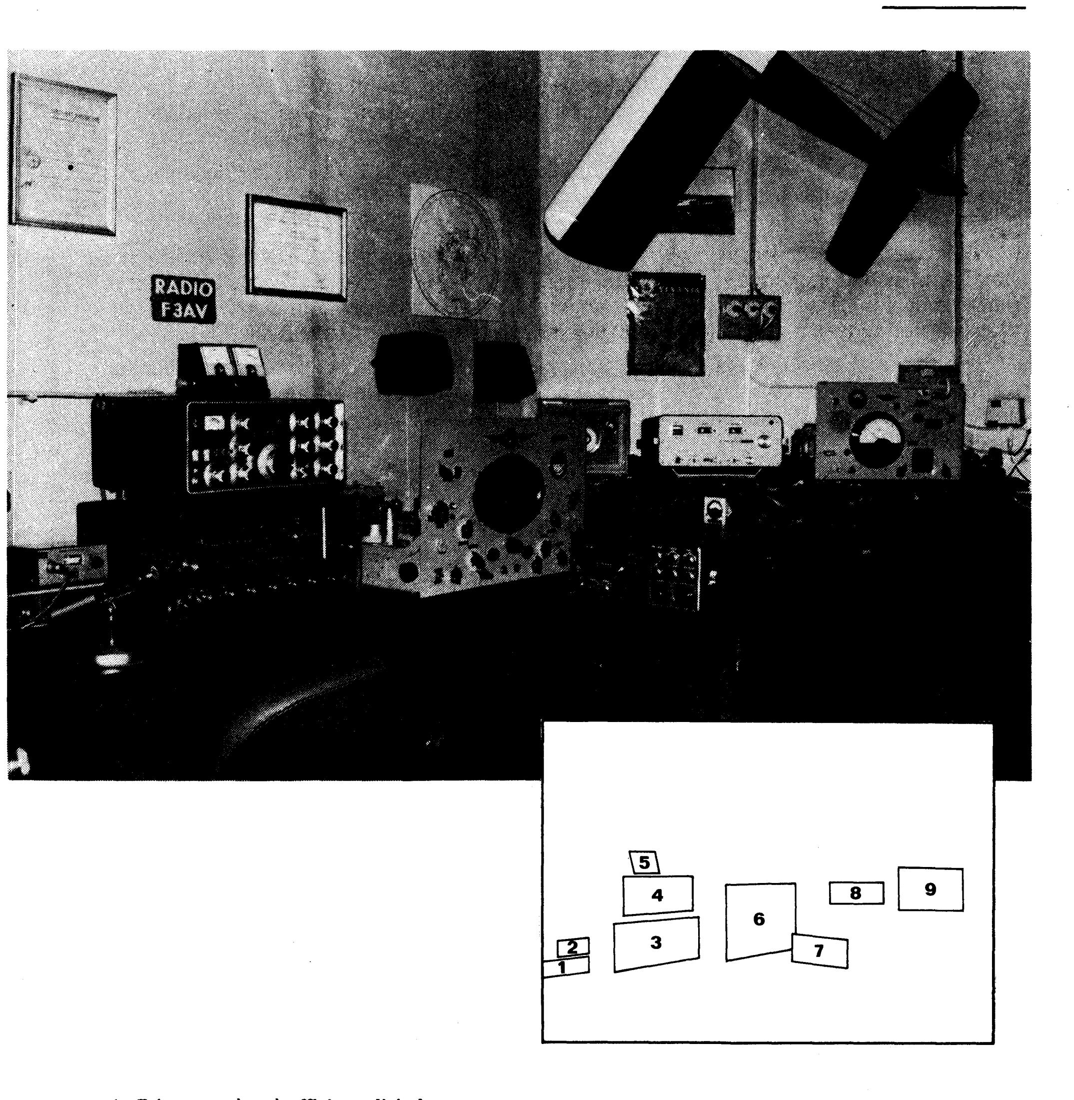
Par contre, il est « bourré » de montages divers, de réalisations pratiques des plus simples aux plus complexes, procédés de réglage, mise au point, tours de main, etc. L'amateur piqué par le microbe du trafic ondes courtes trouvera tous les détails souhaitables pour la mise sur pied d'une « station » plus ou moins importante, ou pour l'amélioration du poste qu'il possède déjà.

De plus, on trouve dans cet ouvrage plusieurs montages de récepteurs et d'émetteurs (ou parties de récepteurs et d'émetteurs) conçus de façon telle que la réalisation puisse se faire par étapes successives, afin, d'une part, de ne pas « percer » brutalement le budget-radio de l'amateur, et d'autre part, d'amener l'intéressé à la possession parfaite des fonctions de chaque circuit. Et cela, en formant, en fin de compte, des ensembles importants et puissants.

Si des montages complets, tant émetteurs que récepteurs, sont décrits, il y a donc également la possibilité d'élaboration de n'importe quel autre schéma de récepteur ou d'émetteur, au goût du réalisateur, par assemblage judicieux des divers schémas partiels d'**étages** (comme on dit) décrits dans les différentes études.

Que l'on ne s'y trompe cependant pas ! Cet ouvrage n'est pas un recueil de schémas glanés de droite ou de gauche, bons ou mauvais, livrés brutalement et sans détails. Il s'agit


RADIO
F3AV
10
12
5
13
4
2
3
6
11
1
14



1. Fréquencemètre à affichage digital.
2. Préamplificateur - compresseur de modulation.
3. Récepteur OC toutes bandes + VHF 144 MHz (AM - FM - CW - SSB).
4. Transceiver fixe ou mobile bandes décamétriques (AM - CW - SSB).
5. Wattmètre - TOS mètre.
6. Récepteur toutes ondes.
7. Transceiver fixe ou mobile VHF 144 MHz (AM - FM - CW - SSB).
8. Amplificateur linéaire VHF 144 MHz.
9. Récepteur gamme « aviation ».
10. Emetteur bandes décamétriques AM - CW.
11. Transceiver fixe bandes décamétriques (AM - CW - SSB).
12. Coupleur d'antenne + wattmètre + TOS mètre.
13. Oscilloscope de contrôle.
14. Microphone.

au contraire de montages longuement étudiés, expérimentés et éprouvés, des montages qui sont des applications pratiques directes des explications techniques théoriques qui ont précédé, des schémas « expliqués »... l'un des buts de ce livre étant d'apprendre et de faire comprendre (1).

En résumé, cet ouvrage vise à mettre l'émission d'amateur à la portée de **tous.** Par étapes successives (toujours !), le lecteur sentira naître en lui : l'amateur complet, le technicien parfait !

Dans cet ouvrage, on ne trouvera pas de montages à lampes ou à transistors tellement... simples qu'ils ne fonctionnent pas, ou très mal ! Nous pensons que ce procédé est une très mauvaise politique, surtout vis-à-vis des jeunes lecteurs ; en fait, ils font des dépenses inutiles (sur un budget parfois bien faible), ils sont déçus, puis découragés.

En vérité, dans cet ouvrage que certains professionnels des O.C. m'ont fait l'honneur d'adopter comme « instrument de travail » au même titre que les amateurs, je n'ai voulu présenter que des montages éprouvés, donnant des résultats incontestablement bons, voire excellents.

Je dois ajouter que, bien qu'une large place ait été consacrée dans cette nouvelle édition aux montages à semi-conducteurs, quelques réalisations à lampes ont aussi été maintenues. Le mythe du transistor et des circuits intégrés est bien connu, mais n'exagérons pas : tout montage à lampes n'est pas encore désuet !

Pourquoi des lampes ? Parce que c'est un moyen simple et sûr d'atteindre des puissances élevées ; parce que de nombreux radio-amateurs restent encore fidèles aux lampes ; enfin, parce qu'à **puissance égale,** le prix de revient est nettement moindre.

Les lampes ont fait leurs preuves depuis plus de cinquante ans... Elles sont donc d'une technique éprouvée et elles sont facilement interchangeables grâce à leur support. Elles ne posent pas de problèmes de dissipation de chaleur et ne sont pas influencées par la température ; la dispersion de leurs caractéristiques est minime ; elles présentent une bonne robustesse devant les surcharges éventuelles.

Hélas, les lampes sont énormes par rapport aux transistors « équivalents » ; et puis, il faut chauffer leur filament, et cette énergie de chauffage est une énergie perdue.

Les transistors, eux, sont d'un encombrement restreint (à condition de ne pas tenir compte de certains refroidisseurs !) ; la perte d'énergie entraînée par le « chauffage filament » n'existe pas... Mais ils ne sont cependant pas exempts d'inconvénients. Signalons la transmodulation dans les récepteurs et la difficulté pour obtenir une sélectivité importante. Rappelons aussi que les oscillateurs à transistors sont souvent riches en oscillations indésirables : donc, sur un émetteur, risque de rayonnement de signaux perturbateurs ; sur un récepteur, risque d'auditions perturbées par des réceptions indésirables.

Enfin, l'inconvénient majeur dont on nous a fait part maintes fois (et hélas, nous n'y pouvons rien) est le prix des transistors **de puissance pour HF ou VHF.**

Il semble superflu de dire que ces points de vue sont formulés en toute objectivité, dégagés de toute influence extérieure, et qu'ils ne peuvent s'appliquer qu'à la réception et surtout à l'émission « ondes courtes » (et non pas à l'amplification BF, par exemple).

C'est cet état de fait qui nous a conduit à donner une large place aux montages à semi-conducteurs tout en conservant une place aussi restreinte que possible aux montages à lampes, le lecteur pouvant faire son choix en toute connaissance de cause ou selon ses moyens financiers.

Dans le domaine des semiconducteurs et des circuits intégrés, il faut bien dire que les « nouveautés » vieillissent très rapidement !

(1) L'auteur a réalisé son premier montage d'émetteur expérimental en 1932...

Si, parfois, nous avons cité des types précis, c'est uniquement pour mieux fixer les idées de nos lecteurs ; par voie de conséquence, certaines immatriculations peuvent paraître périmées. Mais rien n'empêchera, le cas échéant, de remplacer les types indiqués par leurs correspondants identiques plus récents... les exposés, les principes, la théorie, le fonctionnement, etc., eux, ne changeant pas !

Je tiens à remercier, ici, le « Service Technique » de la revue « Le Haut-Parleur » pour tous les renseignements qu'il m'a été possible de puiser dans sa volumineuse documentation. Il n'est pas interdit, en effet, de se documenter ; comment pourrait-on faire autrement pour rédiger un livre que l'on désire **complet** : l'auteur qui travaille **uniquement** avec ses recherches personnelles n'est malheureusement pas encore de ce monde ! En conséquence, chaque fois que le cas se présentera, le lecteur en sera avisé par la référence du texte et la bibliographie générale à la fin du volume ; il pourra ainsi consulter facilement l'original et obtenir, éventuellement, des renseignements plus complets.

Pour terminer, je désire également remercier ici tous ceux qui, lors des éditions précédentes, ont bien voulu m'encourager, par lettre ou « sur l'air », à poursuivre dans la voie que je m'étais tracée.

Roger-A. RAFFIN

CHAPITRE PREMIER

LES ONDES COURTES ET LES AMATEURS

La Radio n'est pas l'œuvre d'un seul homme. Plusieurs chercheurs, savants ou amateurs ont apporté leur part à la construction de l'édifice et à son développement. Et l'on peut même dire ici qu'il s'agit d'un magnifique exemple de collaboration internationale.

Toutefois, dans cet exposé, nous nous limiterons au rôle important et à la contribution désormais incontestée des « radio-amateurs », notamment dans le domaine des ondes courtes, ces « ondes courtes » (au-dessous de 200 mètres !) qui ne valaient pas grand-chose, qui ne servaient à rien, et que l'on a allègrement données en pâture aux bricoleurs des années 20...

Et pourtant, les ondes courtes (disons même de plus en plus courtes !) sont les seules qui, présentement, puissent encore nous apporter du nouveau, tant au point de vue émission très lointaine que télévision (pour ne citer que ces deux exemples). En fait, on peut aujourd'hui affirmer que ce sont les bénévoles et persévérants « radio-amateurs » qui, par leurs inlassables recherches et essais, ont montré précisément ce que « valaient » les ondes courtes, ce que l'on pouvait en attendre même avec des puissances réduites.

A l'honneur des radio-amateurs, citons les paroles du prince Louis de Broglie prononcées au Congrès international organisé par le Réseau des Emetteurs Français (R.E.F.) à Paris, en 1950 :

« On donne souvent au mot amateur un sens péjoratif. Trop souvent l'amateur est considéré comme un dilettante qui recherche uniquement dans la pratique d'une certaine branche des lettres, des sciences, des arts ou des sports, la satisfaction d'un goût personnel, sans se soucier de faire profiter les autres de son expérience. Parfois aussi on oppose l'amateur au savant, au technicien, pour insinuer que, n'ayant pas des connaissances approfondies, il ne peut pas effectuer un travail vraiment utile. De telles appréciations malveillantes sont le plus souvent injustes, et s'il existe sans doute des amateurs qui méritent la critique par leur excès d'individualisme ou par un mépris volontaire de connaissances solides, il en est beaucoup d'autres qui ne méritent pas ces reproches. Si l'on juge les choses avec impartialité, on doit reconnaître qu'à toutes les époques, à toutes les étapes du développement de la radio-électricité, les amateurs ont joué un rôle très important. »

En vérité, dans les appellations « radio-amateur » ou « amateur-émetteur », le terme « amateur » n'est péjoratif que pour celui qui se *croit* « professionnel » ! Et pourtant, les qualités que doit posséder tout *vrai amateur,* combien de professionnels les possèdent ? D'ailleurs, le règlement d'Atlantic-City définit le « service amateur » comme un service d'instruction individuelle, d'intercommunication et d'études techniques (effectué par des amateurs, c'est-à-dire des personnes dûment autorisées dans la technique de la radioélectricité, à titre personnel, et sans intérêt pécuniaire).

Ce texte officiel semble donc bien reconnaître les services rendus par les amateurs et l'utilité de ceux-ci.

Rôle historique des radio-amateurs

Depuis les essais de Turpain en 1894 à Bordeaux réalisant la première expérience de radiotélégraphie, la liaison Tour Eiffel-Panthéon par Ducretet le 26 octobre 1898, et la traversée de la Manche entre Douvres (South-Foreland Phare) et Wimereux par le radiotélégramme de G. Marconi à E. Branly en 1899... la radio a fait des pas de géant ; mais son évolution a nettement été épaulée par l'activité intense de tous les radio-amateurs du globe qui participèrent, dès les premiers jours, aux grandes expériences.

Lorsque, les 12 et 13 décembre 1901, Marconi réussit à transmettre en morse, depuis Cornwall (station de Poldhu) à Saint-Johns de Terre-Neuve, les signaux de la lettre « S », en même temps que lui, un amateur américain détectait lesdits signaux avec un appareil de fortune de sa propre construction. Puis, un nombre croissant de fanatiques construisirent eux-mêmes émetteurs et récepteurs, si bien qu'en 1912, on pouvait compter aux U.S.A. plus de stations d'amateurs « experimenters » que de stations officielles ! Dans un brûlant désir de coopération, des radio-clubs naissent en Amérique et en Europe :

En 1913, à Londres, la R.S.G.B. (Radio Society of Great Britain); en 1914, aux U.S.A., l'A.R.R.L. (American Radio Relay League); en 1925, le R.E.F. en France (Réseau des Emetteurs Français); toutes sociétés filiales de l'I.A.R.U. (International Amateurs Radio Union).

Pendant la guerre de 1914-1918, de nombreux amateurs sont enrôlés dans les services militaires de la T.S.F. Puis, c'est surtout à partir de 1920 que les amateurs mondiaux — dont le nombre augmente toujours — s'acharnent de plus belle à leurs essais.

Le 2 novembre 1920, un ingénieur américain eut l'idée originale de diffuser de sa station expérimentale KDKA de Pittsburgh, installée dans un garage, les péripéties de l'élection du président Warren G. Harding contre son adversaire James C. Cox, et ce fut le signal du grand départ ! L'appareil récepteur était bon pour la masse du peuple ; on essayait le nouveau couplage à réaction préconisé par Meissner, etc. Mais les plus exigeants voulaient avoir leur propre station ; si bien qu'en 1923, les U.S.A. comptaient déjà 1 105 émetteurs !

Sans restriction, chacun opérait à son gré ; on imagine le résultat d'un tel état de choses : chaos pur et simple, effroyables interférences, etc. Ce régime ne pouvait plus durer ; il convenait d'apporter de l'ordre, et ce fut l'œuvre du « Radio Act » de 1927, sanctionnant l'exploitation privée et instituant un contrôle technique.

Mais en France aussi, les amateurs étaient de la partie en s'intéressant davantage aux ondes courtes de l'époque (au-dessous des 200 mètres), jugées longtemps sans valeur pour la radio commerciale.

On se remémore avec un certain plaisir ce QSO bilatéral effectué le 16 décembre 1923, sur une longueur d'onde de 100 m, par 8 BF (en rapport avec 8 AB) avec la station de l'amateur américain W 1 MO. Depuis, les amateurs n'ont cessé d'apporter leur concours désintéressé pour assister les offices gouvernementaux, seconder ingénieurs et techniciens, et répondre volontiers à toutes les demandes. Voici d'ailleurs, classés chronologiquement, les plus importants travaux des amateurs depuis ces mémorables essais transatlantiques :

1924. — En avril, 8 BF réussit à contacter l'Afrique, sur 108 m, en radiotéléphonie, avec une puissance de 80 W. En octobre, il réussit la première liaison bilatérale avec la Nouvelle Zélande (c'est-à-dire aux antipodes de la France).

1925. — Ecoulement du trafic officiel par F 8 JN durant une panne du poste GO de Saïgon. Envoi par sa station de messages aux observatoires du monde entier, sur la demande du général Ferrié.

1926. — Liaisons sur 32 et 75 m avec les navires « Jacques Cartier » et « Ville d'Ys » à la demande de l'O.N.M.

1927. — Essais d'émission souterraine effectués dans les mines de Bruay par F 8 DU, 8 JF et 8 JN.

1928. — a) Ecoutes des émissions radioélectriques de l'hydravion « La Frégate » sur le trajet Paris - Les Açores ;
b) Sur la demande du service de la T.S.F. écoute des stations JOAK (Japon) et YR (Lyon) ;
c) Ecoute de la station de Melbourne sur 31,60 m.

1929-1935. — Ecoutes des émissions radioélectriques des avions à l'occasion des raids suivants : Paris-Calcutta (Rossi et Le Brix) ; Paris-La Réunion (avion Saint-Didier) ; New York-Rayack, Paris-New York et Istres - Porto-Rico (Codos et Rossi).

1931. — Ecoutes de la mission Citroën au Centre-Asie.

1932-1933. — Ecoutes de l'expédition antarctique de la N.R.R.L. Ecoutes de la mission française polaire au Scoresby-Sund.

A l'occasion, citons également les *études de la propagation* sur les diverses bandes pendant les éclipses, aurores boréales, orages magnétiques, taches solaires, etc.

Les amateurs ne manquent jamais non plus de se mettre au service de la Croix-Rouge, pour l'identification des victimes ou la recherche et l'acheminement de médicaments rares ou d'urgence, par exemple dans le cas de catastrophes importantes : cas de l'incendie de l'hôtel Winecoff d'Atlanta, U.S.A. (7-12-1946) ; cas de la formidable tornade ravageant le West-Gulf au Texas et en Oklahoma (avril 1947) ; cas de l'explosion du navire français « Grand Camp » en rade de Texas-City le 16 avril 1947, etc.

•

Entre 1939 et 1945

Nous ne pouvons pas passer sous silence l'intense activité des « radios » devenus... clandestins pendant la dure épreuve de l'occupation ennemie.

De 1941 à 1943, la France combattante installa environ 500 postes émetteurs-récepteurs ; d'autre part, de nombreux amateurs réussirent à récupérer quelque matériel et à reconstruire de petites stations (on peut dire sans exagérer : une par département environ). Ne disposant que de bien faibles moyens de protection, ils travaillèrent au milieu des troupes d'occupation disposant, elles, de moyens de police et de contre-espionnage puissants. Parmi tous ces volontaires, dont certains durent payer leur action par le peloton d'exécution, il en est qui sont restés dans l'obscurité sans que l'on sache pourquoi, car leur travail n'était ni moins utile, ni moins dangereux que celui des autres agents des réseaux de renseignements.

Le territoire fut divisé en régions dans lesquelles les réseaux d'action furent une « chaîne radio » et les réseaux de renseignements un « centre d'antenne » (deux appellations désignant d'ailleurs des organisations similaires). Une trentaine de postes puissants (nous ne parlons pas des émetteurs-valises) furent parachutés sur le territoire ; d'autres stations, construites de toutes pièces par certains OM, furent mises à la disposition des maquis (« pianos » et opérateurs !). C'est ainsi que le réseau de radio des F.F.C. fut organisé à la base, sous l'égide des commandants Panier et Valois. Et l'on peut dire que, par des moyens spéciaux de transmission, les postes et les voitures goniométriques de l'armée allemande furent tenus en échec (presque total) dès le printemps 1943. Un nombre imposant de liaisons avec Londres et Alger fut réalisé. Télégrammes, messages, ordres, demandes, etc., constituaient les signaux qui suivaient le contact établi après le passage répété de l'indicatif constitué par trois lettres (par exemple : B O S, V W O, etc.).

Parallèlement aux organisations militaires, des amateurs travaillaient également en liaison avec la Résistance civile, grâce à leurs stations reconstruites ; ils transmettaient les programmes français de la B.B.C. C'est ainsi que l'on peut mentionner, à titre indicatif, « Radio 41 » et « Radio Centre Liberté ». Depuis le début de 1942 jusqu'à la Libération, ce dernier émetteur a retransmis les programmes de Londres, Brazzaville, Léopoldville, et même de la N.B.C., à la barbe de l'occupant, et avec une puissance de 230 W. Le lieu de l'émission ne

varia jamais ; mais sa sauvegarde fut assurée probablement par la multiplicité des longueurs d'onde employées, et les auditeurs régionaux purent obtenir une écoute puissante, confortable, exempte de brouillages.

Et maintenant, que sont devenus ces hommes ? Nous gardons le souvenir ému de ceux qui sont tombés en France ou en Allemagne, parmi lesquels Pierre Louis, F 8 BF de l'époque héroïque des années 20. Nous avons accueilli avec joie le retour de certains des camps d'extermination. Les autres, ceux qui ont été vainqueurs de la Gestapo et de la Milice, ont vu le résultat de leurs travaux courageux et de leur belle initiative. Hommes aux pseudonymes inattendus, ils restent, pour beaucoup, des êtres mythiques, les héros d'une belle page d'histoire, dont l'épilogue fut la Libération de la France. Aujourd'hui, ils ont repris paisiblement, et légalement cette fois, leurs inlassables recherches.

•

Depuis 1945

Nous croyons utile de rappeler ici un extrait de l'article 8 du Règlement national des radiocommunications (décret du 28 décembre 1926) précisant les conditions d'exploitation des émetteurs français (5e catégorie) :

« Les postes émetteurs privés soumis à une autorisation officielle gouvernementale ne doivent servir exclusivement qu'à l'échange de messages utiles au fonctionnement des appareils entre stations d'amateurs, communications techniques, à l'exclusion de toute correspondance ayant un caractère d'utilité actuelle et personnelle, et de toute émission présentant un caractère de radiodiffusion. »

C'est peu, mais c'est suffisant, les amateurs contribuant, malgré ces restrictions, à l'évolution et à l'amélioration de la technique pure. En effet, non seulement un vrai « experimenter », un OM, construit lui-même sa propre station, mais bien souvent il en façonne les pièces détachées (transformateurs, bobinages, condensateurs variables, microphone même, etc.). L'amateur digne de ce nom passe autant de temps à essayer de nouveaux schémas, à réaliser de nouveaux montages (quelquefois de son idée) qu'à transmettre « sur l'air ». Après l'heureux aboutissement de ses essais, vite il démonte, pour essayer autre chose !

C'est hélas avec *beaucoup de nostalgie* que nous sommes obligés de dire que cela était surtout vrai avant 1939, puis encore durant une vingtaine d'années entre 1945 et 1965. Maintenant, il est extrêmement regrettable de devoir constater qu'en ce qui concerne la technique pure, l'amateur ne fait plus grand-chose ; il a trop tendance à tout acheter (tout prêt, tout fait) dans le commerce : émetteurs, récepteurs, ou transceivers, et même les antennes !

C'est évidemment une solution de facilité, et on se limite alors à aligner les QSO les uns au bout des autres... Le résultat est que, d'une part, n'importe qui (ou presque) peut être radio-amateur, et que, d'autre part, le niveau technique baisse non seulement lamentablement, mais aussi très *dangereusement.*

Comment en est-on arrivé là ? C'est très simple. Tout a débuté avec l'avènement et le développement de la B.L.U. (modulation en bande latérale unique).

Attention ! Que l'on ne nous fasse pas dire ce que nous ne voulons pas dire, car nous ne sommes pas contre ce mode de transmission, bien au contraire ; nous en reparlerons plus loin, et l'on verra que ses avantages sont nombreux.

Mais, il faut bien reconnaître qu'un émetteur et un récepteur à B.L.U. sont plus complexes et surtout beaucoup plus difficiles à mettre au moint qu'un émetteur et un récepteur à modulation d'amplitude classique. Une certaine technicité est nécessaire pour le constructeur, sans oublier tous les appareils de mesure ou d'examen oscilloscopique indispensables. De ce fait, beaucoup d'amateurs se sont heurtés à un mur infranchissable pour mener à bien de telles réalisations home-made. Et comme parallèlement, divers constructeurs offraient sur le marché des appareils « transceivers » tout

prêts à l'emploi, tout naturellement on a acheté du « tout fait ».

C'est aussi simple que cela... Et à l'heure actuelle, le radio-amateur qui (comme autrefois) construit à 100 % sa propre station, la transforme, la modifie et la répare, se fait de plus en plus rare, tellement rare que maintenant on le remarque !

•

Mais revenons à l'activité des radio-amateurs à partir de la fin des hostilités de 1945. Tout de suite, ils devaient se diriger vers les nouvelles techniques de radiocommunication et vers l'amélioration de leurs équipements, tant émetteurs que récepteurs et antennes.

Nous avons vu les radio-amateurs participer de nouveau aux écoutes scientifiques organisées ; nous avons vu l'exploitation des stations portables ou mobiles se généraliser de plus en plus ; nous avons assisté au développement rapide des transmissions en B.L.U. ; nous avons suivi l'exploitation de plus en plus importante des bandes VHF et UHF ; nous avons assisté à la transistorisation partielle des équipements pour ondes décamétriques et souvent totale des équipements pour VHF, etc.

Equipements mobiles

La transistorisation totale ou partielle des équipements, donc la réduction de leur poids, de leur volume et de leur consommation, a permis le développement rapide des stations mobiles (ou portables) tant sur ondes décamétriques que sur VHF... avec tout le plaisir que cela comporte, à savoir l'alliance de la cure d'air et du plaisir de l'émission d'amateur !

Sur ondes décamétriques, l'émetteur-récepteur (ou transceiver) n'est généralement que partiellement transistorisé. En fait, des lampes sont toujours maintenues aux étages driver HF et PA-HF ; c'est encore le moyen le plus simple pour obtenir de la *puissance* à bon marché (TS 520, TS 288 A, etc.).

Par contre, sur VHF (sur 144 MHz en particulier), la transistorisation des transceivers modernes est totale (IC211, par exemple).

Pour la modulation (BF), il n'y a aucune difficulté, les transistors excellents dans ce domaine quant au rapport « puissance/prix » ne manquent pas ; de plus en plus d'ailleurs, on effectue maintenant la modulation à bas niveau de HF.

Pour l'alimentation, elle est fournie, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un convertisseur à transistors, à partir de l'accumulateur 12 V du véhicule (tension délivrée stabilisée). Notons que dans la plupart des cas, l'alimentation des transceivers mobiles (décamétriques ou VHF) peut également se faire à partir du réseau électrique (dans le cas d'utilisation en poste fixe).

Quant à l'antenne pour l'exploitation en mobile, il en existe maintenant un grand choix, tant pour les bandes décamétriques que pour VHF.

Transmission en B.L.U.

Depuis 1960 environ, parallèlement à la modulation d'amplitude et à la modulation de fréquence, nous avons vu se développer rapidement les transmissions effectuées en bande latérale unique de modulation (B.L.U.). Rappelons brièvement qu'en modulation d'amplitude, nous avons une onde porteuse servant de « support » à deux bandes latérales modulées, l'une inférieure, l'autre supérieure, par rapport à la fréquence porteuse. En transmission B.L.U. (on dit aussi S.S.B. : Single Side Band), on supprime l'onde porteuse et l'une des bandes latérales (soit la supérieure, soit l'inférieure) ; toute la puissance de l'émetteur peut donc être concentrée dans la seule bande de modulation conservée et transmise.

Ce procédé présente de nombreux avantages parmi lesquels nous pouvons citer :

— Occupation dans les bandes d'un spectre de fréquences inférieur à 50 % du spectre d'une émission modulée en amplitude.

— Plus grande efficacité, donc plus grande portée. Comparé à un émetteur B.L.U. donné, un émetteur AM devrait être 8 fois plus puissant pour avoir la même efficacité.

Les mêmes possibilités de DX en *phonie* sont maintenant possibles en B.L.U. que celles autrefois réservées à la télégraphie.

— Suppression des sifflements d'interférences entre stations B.L.U. voisines (puisqu'il n'y a pas de « porteuse »).

— Plus faible consommation d'énergie de l'émetteur et plus faible puissance d'excitation requise ; possibilité d'utiliser des tubes PA-HF fonctionnant au-delà de leur puissance normale en service continu prévu en régime de modulation d'amplitude.

— Possibilité de break-in automatique avec le fonctionnement dit en VOX.

Il va sans dire que ces mêmes avantages se retrouvent aussi bien sur ondes décamétriques que sur VHF où la B.L.U. se développe maintenant avec la même rapidité (avec cependant la concurrence sérieuse de la modulation en fréquence).

Les transceivers commerciaux modernes sont prévus pour fonctionner en B.L.U. (soit bande latérale inférieure LSB, soit bande latérale supérieure USB) ; ils comportent également une position AM.

La transistorisation est totale pour les appareils VHF, nous l'avons dit. Pour les bandes décamétriques, la transistorisation n'est que partielle tant à l'émission qu'à la réception ; en réception, la transmodulation est pratiquement nulle avec les lampes modernes, alors qu'on ne saurait en dire autant même avec des transistors MOS-FET à double porte (du moins dans l'état actuel de la technique). Evidemment, on rencontre parfois des sections BF totalement transistorisées (ou à circuit intégré). De toutes façons, le V.F.O. pilote est maintenant toujours équipé de transistors, ce qui lui confère une remarquable stabilité en fréquence. Le « FT-DX-505 » est un exemple remarquable de réalisation de transceiver (pour ondes décamétriques) à lampes et à transistors.

VHF

Depuis vingt-cinq ou trente ans, le domaine des VHF et des UHF permet à beaucoup de radio-amateurs de vivre des expériences tout aussi exaltantes que celles que connurent les radio-amateurs avant 1939 lors de la mise en valeur des bandes décamétriques.

On doit dire que les pionniers des VHF ont eu tout le mérite en accumulant les premières observations concernant la propagation au-delà de l'horizon et autrement que la soi-disant portée optique.

Parallèlement, avec le développement des équipements mobiles sur 144 MHz (voire sur 432 MHz), les « expéditions » sur les points hauts se sont multipliées.

N'oublions pas également, les liaisons effectuées par l'intermédiaire des répéteurs, stations-relais fixes implantées sur des points hauts et favorisant ainsi le trafic VHF et UHF.

Mais il s'agit là de liaisons réalisées par propagation dite « normale » ou « troposphérique ». Nous devons donc mentionner aussi les liaisons effectuées grâce à des réflexions sur des traînées de météorites, sur satellite naturel (la Lune) et sur satellites artificiels, et qui ont été terriblement démonstratives et spectaculaires.

Outre les *réflexions* sur satellites artificiels, nous devons également citer l'utilisation des satellites de télécommunication pour « amateurs » ou satellites répéteurs (les « Oscar »). On transmet sur 435 MHz, puis le satellite « Oscar » convertit et retransmet vers 145,9 MHz ; ou bien, on transmet vers 145,9 MHz à destination d'Oscar et après conversion, il retransmet vers 29,5 MHz.

Des liaisons VHF (qu'il serait trop long de détailler ici) dépassant toutes les espérances ont été réalisées par ce procédé ultramoderne de radiocommunication.

•

L'avenir

Nous l'avons vu, depuis 1920, on peut dire que l'activité des radio-amateurs a été intense et qu'elle n'a guère cessé, dans tous les domaines. Pourtant, il ne faut pas croire que tout a été vu, que tout a été dit et expérimenté, et qu'il ne reste plus qu'à tirer l'échelle !

La première liaison bilatérale France-Nouvelle Zélande (les antipodes) remonte à 1924, nous l'avons dit ; cela se passait sur une longueur d'onde de l'ordre de 100 mètres, avec une puissance de 80 W, et comme antenne... un long fil quelconque !

De nos jours, une telle liaison France-Nouvelle Zélande est fréquente chez les radio-amateurs polarisés sur le DX ; lorsqu'on la réalise, on ne pavoise plus... Et pourtant, il ne faut pas croire qu'une telle liaison est plus facile qu'autrefois... Certainement pas ! La preuve est que maintenant, on doit utiliser des puissances beaucoup plus importantes, des antennes directives qui concentrent le faisceau dans la direction souhaitée, etc. Et bien sûr, tout cela se passe en B.L.U., soit sur 20 m, soit sur 15 m. En fait, la propagation actuelle n'a plus aucune commune mesure avec ce qu'elle était en 1924 où il n'y avait que quelques rares émetteurs sur OC ; présentement, avec la multiplicité des stations et les puissances mises en œuvre, les bandes, les ondes, l'éther, sont saturés... et pour « passer », il faut y mettre le prix et jouer des coudes. Mais disons aussi que maintenant, on connaît les bandes les plus favorables, le moment le plus opportun (heure, mois, saison) pour contacter de la façon la plus certaine telle ou telle partie du globe. Ceci compense heureusement cela, mais on constate cependant que certaines liaisons n'en demeurent pas moins assez « sportives » !

L'amélioration de la technique de nos appareils (1), de nos équipements, de nos antennes, le trafic de grande qualité, les communications par réflexion sur les traînées de météores, par réflexion sur la Lune, par utilisation des satellites répéteurs, l'utilisation et l'expérimentation des nouveaux transistors, etc., etc., sont autant de points qui permettent encore de mettre en avant la valeur, le rôle et l'utilité des radio-amateurs.

Dans un but d'impartialité, nous devons citer ici les deux associations françaises d'amateurs-émetteurs (et récepteurs) :

— Réseau des Emetteurs Français (R.E.F.), 2, square Trudaine, 75009 Paris.

— Union des Radio Clubs, B.P. 73-08 75362 Paris CEDEX 08.

Tous renseignements concernant ces associations, leurs activités, etc., peuvent être obtenus en écrivant directement aux adresses indiquées.

Si les radiocommunications internationales ont, depuis quarante ou cinquante ans, progressé à grands pas, n'ayons pas peur de dire qu'elles le doivent en bonne partie à la patience et à la ténacité des premiers radio-amateurs d'ondes courtes, ces « mordus » qui ont prouvé aux savants et autres techniciens de l'époque que les gammes d'ondes qu'on leur avait *abandonnées* étaient cependant l'âme des liaisons-radio à longue distance.

*
* *

« Quoi qu'il en soit, l'amateurisme est une excellente école, tant pour la pratique et la théorie que pour le caractère et les qualités morales » (J.G. Poincignon).

« A tous ces titres, l'amateurisme mérite vivement d'être encouragé et, particulièrement, dans les écoles techniques et les grandes écoles, où il contribue puissamment à la formation des ingénieurs et techniciens » (M. Lehmann).

Bibliographie :

— La Radio, puissance mondiale.
— Bulletins « Radio R.E.F. ».

(1) Même un appareil du commerce est perfectible !

CHAPITRE II

RAPPEL DE QUELQUES NOTIONS FONDAMENTALES

Dans ce chapitre, nous ne voulons procéder qu'à un très bref **rappel** de quelques notions fondamentales (élémentaires et générales) qui doivent être déjà connues, ainsi qu'à la publication de documents utiles (sous forme de tableaux) bien souvent nécessaires aux amateurs et aux professionnels.

En fait, nous aurons l'occasion, à maintes reprises au cours de cet ouvrage, d'examiner plus en détails tels ou tels circuits ou composants, non moins fondamentaux, et ce, dans leurs applications directes à la réception ou à l'émission « ondes courtes ».

§ 1. — Tubes à vide

N'importe quelle lampe actuelle comprend un dispositif diode de base : cathode et anode, électrodes entre lesquelles se placent de 0 à 7 grilles.

C'est ainsi que nous pourrons rencontrer, dans l'ordre : la diode, la triode, la tétrode, la pentode, l'hexode, l'heptode, l'octode et l'ennéode, et bien entendu, toutes les lampes complexes groupant plusieurs types ci-dessus indiqués (souvent deux, parfois trois) au sein d'une même ampoule.

Dans l'ampoule de ces tubes, dits « tubes à vide », règne une pression d'au plus 10^{-7} mm de mercure.

Une autre classification importante peut intervenir, à savoir : les tubes à chauffage direct et les tubes à chauffage indirect. On dit qu'une cathode est à chauffage direct lorsque le courant qui est chargé de chauffer cette électrode traverse la cathode elle-même ; en d'autres termes, c'est le filament en tungstène pur, en tungstène thorié ou recouvert d'oxydes de métaux alcalino-terreux, qui tient directement le rôle de cathode (souvent lampes de puissance en émission). Il importe de chauffer cette cathode à la température optimum prévue par le constructeur, donc de respecter minutieusement la tension de chauffage recommandée. Un chauffage trop poussé écourte la vie du filament ; un chauffage insuffisant abrège la durée de ses propriétés émissives.

Dans la lampe à chauffage indirect, le filament est entouré d'un petit tube de nickel recouvert d'oxydes et formant cathode (lampes genres EF86, 6L6, etc.). Dans ce cas, l'émission électronique est constante et très peu sensible aux fluctuations de la tension de chauffage. D'autre part, tous les points de la cathode se trouvent au même potentiel (d'où le nom de cathode équipotentielle).

§ 2. — Tétrodes et pentodes de puissance

Accordons une mention spéciale à ce genre de tubes qui sont employés sous certaines formes à l'émission (amplification H.F. de puissance).

Les valeurs réduites de la capacité interne grille 1 — anode (ordre du centième de pF) éliminent, mieux que le système de neutrodynage le plus perfectionné, tout transfert électrostatique d'énergie de plaque à grille de commande. L'emploi de tels tubes est donc tout à fait séduisant en O.C.

Pour permettre à la valeur maximum de tension haute fréquence de prendre naissance aux bornes du circuit antirésonnant anodique, sans que l'anode prenne toutefois une tension instantanée plus petite que celle de l'écran, ces tubes de puissance fonctionnent en général avec une tension d'écran qui n'est que le cinquième de la tension plaque.

Il va sans dire, d'autre part, que dans le cas de l'emploi de tels tubes en classe B ou C, dans lesquelles la grille de commande devient positive, celle-ci ne devra jamais atteindre, en tension instantanée, la valeur de la tension d'alimentation d'écran.

§ 3. — Tubes à gaz

Tubes régulateurs. — Dans de nombreux cas, nous devons disposer d'une tension continue d'alimentation parfaitement stable. Ordinairement, on a recours à des tubes à gaz régulateurs ou stabilisateurs (genre VR 150-30, VR 105-30, etc.), qui sont vraiment intéressants pour cet usage. La chute de tension de ces tubes est, ainsi, constante pour une plage de régulation importante, et l'on freine de 90 % environ les variations de tension.

Avec des régulateurs courants, on doit, néanmoins, se borner à alimenter les circuits dont la consommation est de l'ordre d'une trentaine de milliampères. Il va sans dire que l'on ajuste le débit du courant traversant le tube régulateur par une résistance en série et que la tension régulée apparaît aux bornes de ce tube. Si l'on désire une tension régulée supérieure, on peut monter plusieurs tubes en série en les shuntant respectivement par des résistances de 500 000 ohms, pour faciliter l'amorçage. Notons qu'en général, la tension d'amorçage est de 30 % plus élevée environ que la tension de régulation.

§ 4. — Caractéristiques statiques

Les principales caractéristiques électriques qui définissent une lampe de radio sont :

a) la résistance interne ;

b) le coefficient d'amplification ;

c) la pente (ou conductance mutuelle).

Ce sont ces caractéristiques qui sont indiquées par les constructeurs dans leurs catalogues.

Résistance interne : Si l'on fait varier la tension plaque d'une valeur v, il s'ensuit une variation i du courant plaque. Ces deux valeurs sont liées par la relation :

$$\rho = \frac{v}{i} = \text{constante} \quad (1)$$

ρ est la résistance interne de la lampe en ohms, valeur qu'il ne faut pas confondre avec la résistance en courant continu de l'espace anode-cathode. Cette dernière résistance qui, elle, est loin d'être constante, est égale au quotient de la tension continue appliquée à l'anode par le courant d'anode ; elle varie donc selon la polarisation de grille.

Coefficient d'amplification (2) : Dans un tube donné, une variation u de la tension grille produit le même effet sur le courant d'anode qu'une variation v de la tension d'anode. Cette variation v est K fois plus grande que u ($v = \mathrm{K}u$). Donc, le coefficient d'amplification K est défini par le rapport :

$$\mathrm{K} = \frac{v}{u}$$

Pente ou conductance mutuelle : La pente S est le rapport de la variation i du courant d'anode à la variation u de la tension grille qui la produit. En d'autres termes, pour mesurer S, on fait varier le poten-

(1) Du moins dans la partie rectiligne de la courbe caractéristique tension anode/courant anode. D'ailleurs, dans tout ce qui suit, le coefficient d'amplification et la pente sont mesurés dans les parties rectilignes des caractéristiques.

(2) Les Américains désignent le coefficient d'amplification par la lettre grecque μ (au lieu de K en Europe).

tiel de grille de *u* volts et l'on observe la variation *i* du courant plaque. Donc

$$S = \frac{i}{u}$$

La pente se mesure en milliampères par volt (mA/V). Si l'on fait le rapport K/ρ, on obtient le *coefficient d'amplification en ampères* de la lampe. Ce coefficient, appelé aussi *conductance mutuelle,* s'exprime alors en mhos (en inverse d'ohms).

On peut écrire :

$$S = \frac{i}{u} = \frac{K}{\rho}$$

Les Américains emploient le terme « transconductance », cette dernière étant exprimée en micromhos. Ainsi, si l'on multiplie la pente en mA/V d'un tube par 1 000, on obtient sa transconductance en micromhos ; exemple : pente du tube 6 AC7 = 9 mA/V, donc

transconductance = 9 000 micromhos.

En résumé, la pente et la conductance mutuelle sont deux choses, deux dénominations différentes s'exprimant par des unités différentes, mais qui, en fin d'analyse, définissent la même qualité d'un tube donné.

§ 5. — Classes d'amplification

De toutes parts actuellement, on a adopté la classification américaine due aux ingénieurs de la G.E.C. et de la Westinghouse, à savoir : classe A, classe B et classe C.

Cette classification générale dépend des amplitudes de la tension attaque et des polarisations négatives de base de la grille de commande (1).

Il existe néanmoins des classes d'amplification intermédiaires, appelées classes AB1, AB2. Nous allons étudier rapidement chacune d'elles.

1° Classe A (fig. II-1)

Les amplificateurs de cette classe sont les plus couramment employés en réception (haute et basse fréquence). En règle générale, tous les amplificateurs de tension sont de la classe A, et beaucoup d'amplificateurs B.F. de puissance également.

Correctement réglés, les montages amplificateurs classe A donnent, sans aucun artifice, une reproduction fidèle avec un minimum de distorsion.

La forme des signaux dans le circuit plaque est la même que celle des signaux appliqués sur la grille de commande. Cela se réalise en polarisant la lampe de façon que le courant d'anode ne soit jamais coupé, et en appliquant sur la grille des signaux d'une amplitude assez réduite, de façon que le point de travail reste sur la partie rectiligne de la caractéristique dynamique. La grille ne doit jamais devenir positive ; de ce fait, l'amplitude des signaux d'attaque ne doit pas dépasser la valeur de la polarisation de base de la grille :

$$V_g \leqslant U$$

Pour contrôler si un tube fonctionne correctement en régime A, il suffit d'insérer, pendant son fonctionnement, un milliampèremètre en série dans son circuit anodique ; ce dernier doit indiquer le courant moyen plaque du tube (courant prévu par le constructeur). Mais, d'autre part, l'aiguille du milliampèremètre doit être absolument fixe ; son indication ne doit ni augmenter, ni

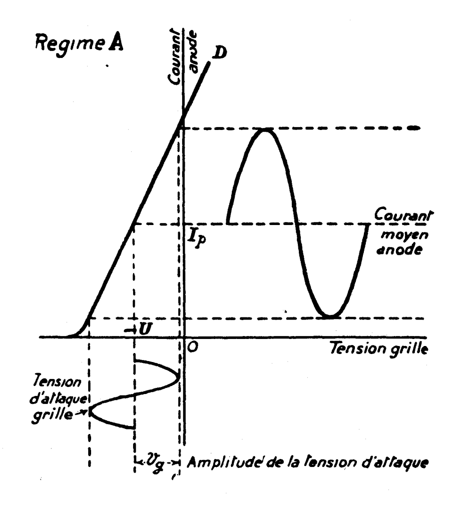


Fig. II-1

(1) Cas des transistors, voir § 9.

diminuer pendant la modulation. Sinon, agir sur la polarisation de base.

Il va sans dire que deux lampes montées symétriquement peuvent parfaitement fonctionner en classe A également (push-pull classe A), montage dont on tire les avantages suivants :

a) Les composantes continues des deux courants d'alimentation d'anodes circulent en sens inverses dans le primaire du transformateur de sortie. Tout risque de saturation du fer est éliminé, et l'on peut utiliser un noyau magnétique de section très modeste.

b) Suppression des harmoniques 2 produits par les parties courbées des caractéristiques.

c) On obtient une puissance double de celle que pourrait fournir une des lampes fonctionnant seule.

2° **Classe B** (fig. II-2)

Dans ce régime, une seule alternance du signal d'attaque (supposé sinusoïdal) contribue à la formation du courant alternatif d'anode qui, de ce fait, est constitué par des demi-sinusoïdes, comme le montre la figure II-2.

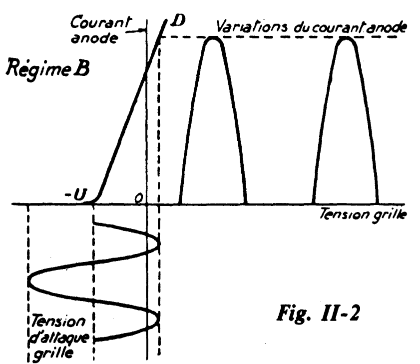


Fig. II-2

La puissance obtenue dans l'anode est proportionnelle au carré de la tension appliquée sur la grille de commande. Le régime B s'obtient en faisant la polarisation négative de grille — U égale à la polarisation de blocage pour la tension d'alimentation continue d'anode considérée ; en d'autres termes, le courant plaque doit être nul (ou voisin de zéro) en l'absence de tension alternative d'attaque sur la grille de commande. En cours de fonctionnement, cette grille peut devenir positive (d'où naissance du courant grille).

Ce type d'amplificateur consomme, par conséquent, une énergie anodique minime au repos et importante durant le signal. On conçoit donc qu'il faille l'alimenter par un redresseur ayant une bonne régulation.

En B.F., une lampe seule travaillant en classe B amène des déformations importantes, du fait de l'allure des variations du courant plaque. On compense cela par l'utilisation du push-pull ; les lampes travaillant en opposition reconstituent une sinusoïde complète dans leur circuit de sortie. Le push-pull classe B avec courant grille permet d'obtenir une puissance modulée parfois dix fois supérieure à celle qu'on obtient avec une lampe utilisée en classe A. Un tel push-pull doit être obligatoirement précédé d'un étage driver, car il exige tout de même une certaine *puissance* d'attaque sur les grilles de commande. De même, le transformateur déphaseur n'est pas un simple transformateur de tension, mais un transformateur de puissance de rapport convenable.

A l'émission, le régime B est utilisé pour l'amplification d'une tension haute fréquence modulée (cas dans lequel la modulation est appliquée dans un étage précédent cet amplificateur).

3° **Classe C** (fig. II-3)

Les amplificateurs se rangeant dans cette classe sont uniquement utilisés à l'émission. Dans les émetteurs modernes, la modula-

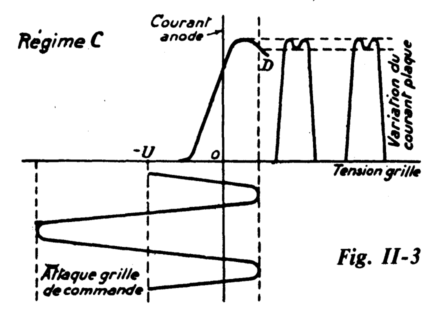


Fig. II-3

tion est très souvent appliquée à un amplificateur haute fréquence classe C (amplification de puissance d'oscillations H.F., d'amplitudes de grande valeur).

Dans ce régime, l'importance de la consommation anodique est seule visée ; entre certaines limites, cette consommation est proportionnelle au carré de la tension d'anode. Une partie seulement de l'alternance du signal d'attaque, partie la moins négative, contribue à donner naissance au courant plaque.

La polarisation de base — U d'un tel amplificateur a une valeur au moins égale au double de la polarisation qui annule le courant plaque en l'absence de tension d'attaque grille (autrement dit, au moins le double de la polarisation nécessaire pour la classe B). La grille de commande peut devenir très positive, et le point figuratif atteint alors les parties coudées de la caractéristique.

D'une manière générale, un amplificateur classe C attaque un circuit antirésonnant dont l'inertie (effet de volant) est mise à contribution pour rétablir la symétrie de l'oscillation amplifiée.

Dans ce type d'amplificateur utilisé à l'émission, c'est-à-dire où la grille est attaquée en *permanence* par l'excitation H.F., la consommation anodique *moyenne* est *constante*. Il n'y a donc pas lieu de prendre les précautions requises pour l'alimentation d'un amplificateur classe B. Par contre, s'il s'agit de l'étage classe C *modulé* une bonne régulation de l'alimentation anodique est alors recommandée ; même remarque dans les cas de l'alimentation des étages amplificateurs classe C d'un émetteur manipulé « au départ » (manipulation de l'« exciter »).

A l'émission, l'amplificateur classe C est toujours utilisé à *l'étage H.F. modulé,* car il offre une résistance de charge pure au modulateur. Le creux au sommet des alternances du courant anodique (fig. II-3) est dû à la chute de la caractéristique I_pV_g du tube, chute provoquée par l'absorption par la grille, aux instants de son potentiel le plus positif, d'un certain nombre d'électrons qui ne peuvent plus atteindre l'anode. Mais, on peut limiter l'amplitude de l'attaque de grille afin de ne pas atteindre cette région (ou augmenter la polarisation).

4° Classes intermédiaires

Afin de préciser que le courant grille n'apparaît à aucun moment (c'est-à-dire que la grille de commande ne devient jamais positive), on ajoute à la classe B le suffixe 1.

Le suffixe 2 indique donc l'apparition du courant grille.

Notons, d'autre part, les *classes AB* (AB1 et AB2), appelées quelquefois aussi A'1 et A'2), dans lesquelles le courant plaque s'établit environ pendant les trois quarts de la période. La valeur de la polarisation de base est un peu plus forte en valeur absolue que la polarisation classe A. En résumé : classes intermédiaires entre le régime A et le régime B.

De même, la *classe BC* est intermédiaire entre les régimes B et C. Les résultats respectent aussi cette moyenne. Le courant d'anode apparaît pendant moins d'une alternance du signal d'attaque, mais cependant durant une partie plus importante qu'en classe C. Ces derniers amplificateurs, comme ceux de la classe C, ne sont utilisés que dans les montages émetteurs.

N.B. — Précisons, pour terminer, que la différence entre la puissance alimentation anodique et la puissance effective de sortie se nomme puissance dissipée : puissance perdue en chaleur par la plaque dans tout amplificateur.

§ 6. — Tension de déchet Angle de passage

Si nous désignons par V_p la tension continue d'alimentation (1) de plaque d'une lampe amplificatrice et par E_p la tension alternative du signal amplifié, nous devons toujours avoir E_p plus petit que V_p (se reporter à la figure II-4, cas d'un tube amplificateur réglé en classe B).

(1) Les tensions plaque élevées permettent d'obtenir des rendements intéressants, mais nécessitent des puissances d'excitation plus grandes sur la grille.

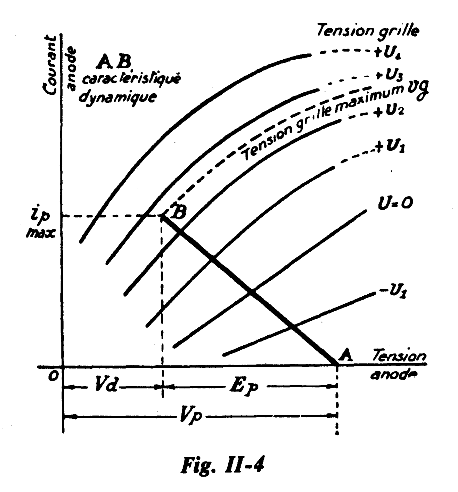


Fig. II-4

La différence $V_p - E_p = V_d$ se nomme *tension de déchet.* Le potentiel *minimum* instantané d'anode, qui est égal à la tension de déchet, doit, en effet, être toujours positif, afin que les électrons atteignent la plaque. D'autre part, dans les amplificateurs de puissance haute fréquence, la grille de commande devenant positive, il faut que la tension de déchet reste supérieure au potentiel positif instantané de la grille, afin que cette dernière n'absorbe pas trop d'électrons.

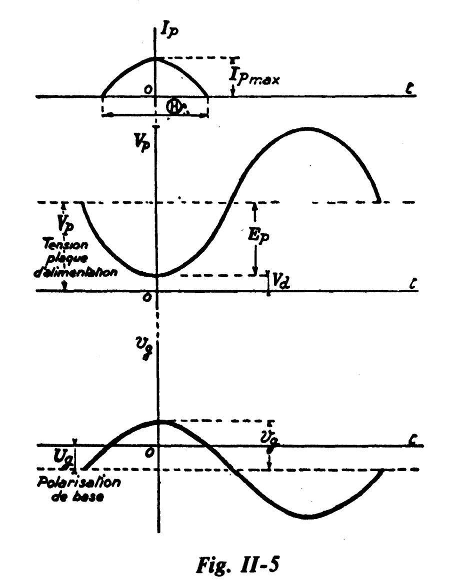


Fig. II-5

On est donc conduit, dans la pratique, à ne pas dépasser 0,8 ou 0,9 pour le rapport E_p/V_p (tension de déchet voisine de 0,2 V_p). Quant au potentiel maximum de grille, on le fait un peu inférieur à 0,8 de la valeur de la tension de déchet. Pour bien fixer les idées nous donnons (fig. II-5) les courbes des valeurs correspondantes de la tension E_p et du courant I_p alternatif H.F. de plaque (signal amplifié) avec la tension alternative du signal d'attaque sur la grille de commande V_g, pour le fonctionnement d'un tube monté avec circuit antirésonnant dans l'anode.

Θ représente *l'angle de passage* du courant H.F. fondamental. On remarquera que cet angle est égal à 180 ° dans le cas du régime B, le courant passant exactement pendant une demi-période.

En classe C, on peut choisir plusieurs angles de passage du courant anodique entre 100 et 130 °, en se souvenant que les valeurs les plus faibles donnent les plus grands rendements plaque, mais exigent de plus grandes tensions d'excitation. Dans ces conditions, on peut atteindre des rendements de 75 %.

Il est possible de convertir presque toute la puissance d'alimentation de l'anode (puissance input) en puissance de sortie H.F. (90 % environ) en augmentant, aux extrêmes limites, la tension anodique, la polarisation et l'amplitude du signal d'attaque (excitation H.F.).

§ 7. — Loi d'Ohm

Nous croyons utile, avant de terminer ces rappels de quelques notions fondamentales, de mentionner des équations simples permettant de résoudre de nombreux problèmes, équations trop souvent méconnues ou oubliées :

$$I = \frac{E}{R} = \frac{P}{E} = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

$$R = \frac{E}{I} = \frac{E^2}{P} = \frac{P}{I^2}$$

$$E = RI = \frac{P}{I} = \sqrt{RP}$$

$$P = EI = RI^2 = \frac{E^2}{R}$$

Relations dans lesquelles nous avons :

l'intensité I en ampères ;

la résistance R en ohms ;

la tension E en volts ;

la puissance P en watts.

•

Remarque

Comme nous aurons l'occasion de le constater lors de la progression dans la lecture de cet ouvrage, la plupart des termes définis jusqu'ici au cours de ce chapitre avec des *lampes*, se retrouveront de la même façon avec les *transistors*.

§ 8. — Les transistors en réception

Nous passerons volontairement sous silence la théorie des transistors classiques (dits bipolaires) utilisés en réception ; le cas échéant, on pourra d'ailleurs se reporter utilement à notre **Cours Moderne de Radio Electronique** (même librairie).

Néanmoins, les *transistors à effet de champ* étant appelés à jouer un rôle de plus en plus important dans les récepteurs de trafic, il est sage, avant d'aborder l'examen des différents étages de ces récepteurs faisant l'objet du chapitre IV, de se pencher quelque peu sur la théorie et le fonctionnement des semi-conducteurs de ce type.

Transistors à effet de champ (FET et MOS)

Les transistors à effet de champ sont incontestablement promis à un bel avenir. En fait, ils permettent déjà de donner une réelle solution à des problèmes où les transistors ordinaires n'offraient que des *compromis...* et faisaient presque regretter les lampes (cas de l'amplification HF ou MF *sélective*, entre autres). Par ailleurs, on réalise également maintenant des transistors à effet de champ fonctionnant correctement jusqu'à plus de quelques gigahertz.

Différent du transistor classique utilisant la propriété des « porteurs » de charges de passer à travers les barrières de potentiel créées par d'autres « porteurs », l'effet de champ met en jeu des charges électriques *dont la profondeur* de pénétration est fonction de la tension appliquée à une électrode (appelée grille ou porte) et qui rend plus ou moins isolante la partie du semi-conducteur soumise au champ électrique de polarisation.

Nous désignerons par **transistors à effet de champ,** l'ensemble des dispositifs semi-conducteurs correspondant à ce mode de fonctionnement, que ce soit des « FET » ou **des « MOS » : Field Effect Transistor et Metal Oxyde Semiconductor.**

En France, il y a plusieurs années déjà, les recherches effectuées par le C.N.E.T. (Centre National d'Etudes des Télécommunications) ont conduit à la réalisation du *tecnétron* exploitant l'effet de champ. Cependant, tant que ces semi-conducteurs ont été faits à partir du germanium, leur succès est resté limité. Au contraire, la fabrication plus récente de ces dispositifs à partir du silicium à structure plane, a ouvert la voie à un important développement.

Type FET

Le transistor à effet de champ le plus simple est constitué par un barreau *(canal)* de semi-conducteur N ou P (fig. II-6) au centre duquel un anneau de semi-conducteur de

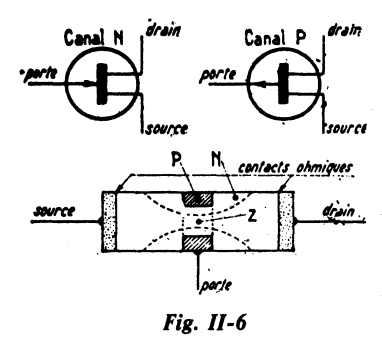


Fig. II-6

polarité opposée à celle du barreau forme un étranglement de ce dernier. Anneau et barreau constituent une jonction PN qui sera polarisée en inverse. Chaque extrémité du barreau est reliée à une connexion de sortie par l'intermédiaire de contacts ohmiques. Les trois électrodes ainsi constituées sont appelées respectivement source, porte (gate) et drain. Par analogie, elles correspondent, dans l'ordre, à la cathode, la grille et l'anode d'un tube triode.

L'effet de champ est obtenu en faisant varier la tension de porte ; cette variation modifie, ou « module », la zone conductrice Z du canal en créant un étranglement isolant plus ou moins profond ou étroit. Les variations de tensions de porte vont entraîner des variations du courant circulant dans le canal. Il est donc possible de tracer le réseau de caractéristiques donnant le courant traversant le canal (ou courant drain I_D) en fonction de la tension drain-source V_D pour diverses valeurs de la tension de porte V_p (ou V_G).

Si l'on compare les caractéristiques ainsi obtenues au réseau de Kellog de caractéristiques I_a/V_a d'un *tube pentode,* on est frappé de leur ressemblance.

En particulier, pour les valeurs élevées de V_D, les caractéristiques sont des droites, pratiquement horizontales : pour une tension de porte V_p donnée, le courant drain I_D est constant quelle que soit la tension drain V_D.

Pour les faibles tensions de drain, le semi-conducteur se comporte comme une résistance dont la valeur serait fonction de la tension de porte.

Comme dans le cas d'une pentode, par exemple, on peut définir aussi une tension de « cut-off », appelée ici *tension de pincement ;* c'est la tension de porte pour laquelle le courant de drain est nul.

En outre, on peut encore considérer :

— **la résistance d'entrée** constituée par la résistance de fuite de la « diode » porte-source polarisée en inverse (plusieurs mégohms) ;

— **la capacité d'entrée** du montage à source commune (5 à 10 pF pour les types courants, moins de 5 pF pour les types à utiliser en HF ou VHF) ;

— **la capacité porte-drain** ou capacité de réaction interne, toujours en montage à source commune (de 0,5 pF à 4 pF, selon les types) ;

— **la capacité de sortie** (de 1 à 5 pF, selon les types) ;

— **la résistance de sortie R_s ;** dès que le semi-conducteur fonctionne dans la zone où les caractéristiques sont presque horizontales, celle-ci est très élevée (en général quelques centaines de millions d'ohms) ; on a :

$$R_s = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} \text{ à } V_p \text{ constante}$$

— **la pente G ;** on a :

$$G = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_p} \text{ à } V_D \text{ constante}$$

et l'on notera que sa définition est la même que pour une lampe ; elle est généralement et pratiquement exprimée en milliampères par volt ou en micromhos (1 mA/V = 1 000 μ mhos).

Cette pente va de 0,2 à 5 mA/V pour les modèles courants à 40 mA/V, voire plus, pour des types spéciaux.

Suivant les structures, la pente offre différentes lois de variation en fonction de la tension de porte. Dans certains cas, cette loi est presque linéaire (ce qui correspond aux pentodes à pente variable). Dans d'autres cas, la pente varie d'abord très peu, puis brutalement, au voisinage de la tension de pincement (ce qui correspond aux pentodes à pente fixe à plus ou moins grand recul de grille).

Tous ces paramètres varient en fonction des tensions ou courants mis en jeu, mais sont indépendants de la fréquence. Les capacités sont les plus affectées par les variations de tension ; comme dans un transistor ordinaire, elles diminuent lorsque les tensions augmentent.

Les paramètres sont modifiés aussi par la température. C'est ainsi que la résistance d'entrée est, à 150 °C, mille fois plus faible qu'à 25 °C. Cela peut constituer un phénomène très gênant dans le cas où, précisé-

ment, on considère l'impédance d'entrée élevée du transistor à effet de champ comme étant sa caractéristique la plus séduisante.

Le courant de drain et la pente varient également avec la température. Néanmoins, on constate qu'il existe un point de fonctionnement à dérive de courant de drain nulle et un point de fonctionnement à dérive de pente nulle. Il est donc possible de choisir un point de fonctionnement donnant un gain constant, quelle que soit la température, puisque le gain est directement proportionnel à la pente.

Types MOS

Ces transistors à effet de champ sont réalisés suivant une structure plane (fig. II-7). Ils présentent des meilleures performances, notamment en ce qui concerne les capacités parasites ; leur comportement en HF ou VHF est donc meilleur.

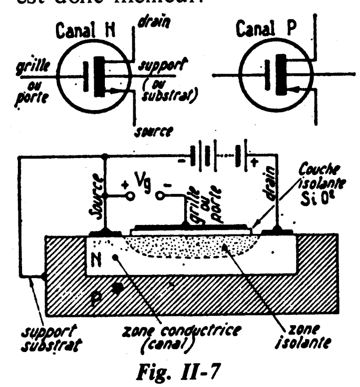


Fig. II-7

Il existe deux structures du transistor MOS à effet de champ à porte isolée : le MOS à épuisement et le MOS à enrichissement.

Le premier, celui qui est représenté sur la figure II-7, comporte :

— un support ou substrat ;

— un canal de polarité opposée au support et dont les extrémités constituent respectivement la source et le drain ;

— une couche isolante en bioxyde de silicium (Si O^2) ;

— une grille métallique (ou porte).

Le fonctionnement du transistor MOS à épuisement est assez voisin de celui du FET. En fait, la porte soumise à une polarisation convenable provoque une zone isolante plus ou moins profonde dans le canal et « module » ainsi la résistance de ce dernier. Néanmoins, il convient de remarquer que :

a) Pour un transistor MOS à canal N, il est possible de fonctionner avec une tension de porte nulle, et même positive (ce qui n'est pas possible avec un transistor FET où la jonction porte-source devient conductrice).

b) Les caractéristiques sont un peu plus inclinées que pour un transistor FET, d'où une résistance de sortie un peu plus faible.

Le transistor MOS à enrichissement est également à structure plane ; nous le représentons sur la figure II-8. Contrairement au type à épuisement, il ne comporte pas de canal : la source et le drain constituent deux

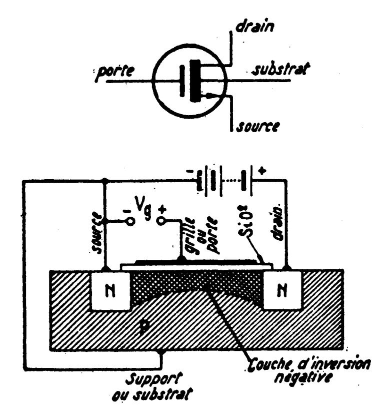
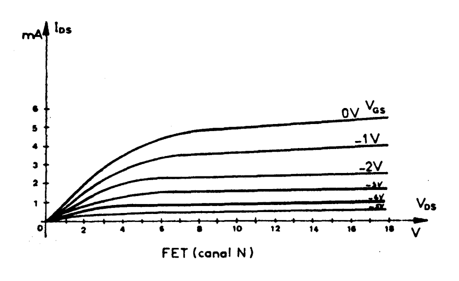


Fig. II-8

diodes avec le support (substrat) ; si la tension appliquée à la porte (ou grille) est nulle, aucun courant ne circule entre source et drain.

Si l'on applique à la porte une tension positive par rapport à la source, les *« trous »* sont repoussés hors de la surface du substrat et les *électrons* sont attirés vers cette surface. En conséquence, il se forme dans le substrat, au voisinage de l'oxyde diélectrique, une couche de type N. Plus le potentiel appliqué est grand, plus l'épaisseur de



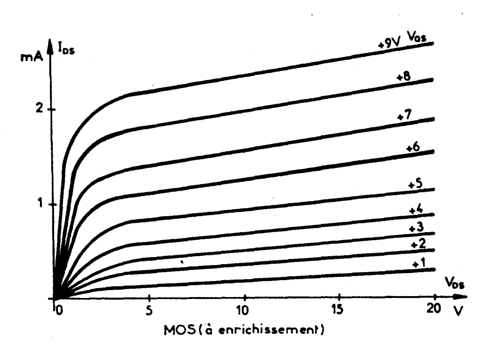


Fig. II-9

cette *couche d'inversion* devient forte. C'est ainsi, par exemple (comme indiqué sur la figure), que la grille positive va attirer les charges négatives entre source et drain ; ce « canal » négatif sera d'autant plus important que la tension de grille sera plus positive. Etant donné que la couche d'inversion établit ainsi un trajet conducteur, il va donc circuler un courant entre drain et source (si la tension de drain est convenable), la valeur de ce courant étant essentiellement fonction de la tension de porte.

La figure II-9 représente, *à droite*, les courbes caractéristiques « intensité drain source/tension drain source » (I_{DS}/V_{DS}) pour diverses tensions de grille-porte (V_{GS}) pour un transistor MOS à enrichissement.

Pour un MOS à appauvrissement, les courbes ont sensiblement la même allure... mais pour des tensions de porte V_{GS} différentes.

Pour comparaison, *à gauche* de cette figure, nous représentons les mêmes types de courbes caractéristiques dans le cas d'un FET (canal N).

La tension de porte pour laquelle commence à s'établir un courant entre source et drain s'appelle *tension de seuil* qui, comme la tension de pincement, correspond à la tension de cut-off d'un tube.

Concernant les paramètres, les remarques suivantes peuvent être faites :

La résistance d'entrée en courant continu est encore plus élevée que pour un FET. Elle peut atteindre 10^{13} à 10^{15} Ω. Cette résistance correspond au courant de fuite entre porte et source à travers la couche de bioxyde de silicium (Si O^2) — tandis que pour le FET, il s'agit de la résistance inverse d'une jonction. La résistance d'entrée d'un transistor MOS varie donc beaucoup moins avec la température que celle d'un FET.

Les capacités parasites sont en général plus faibles que pour un FET. La capacité de sortie (montage en source commune) est de 1 à 4 pF ; la capacité d'entrée est de l'ordre de 0,5 à 2 pF, tandis que la capacité de réaction interne est comprise entre 0,1 et 1 pF (selon les types).

Quant à la pente, elle est du même ordre de grandeur que celle d'un FET.

Sur les figures II-6, 7 et 8 nous avons également indiqué les représentations schématiques de ces types de transistors. Nous devons cependant préciser que rien ne semble encore *normalisé* dans ce domaine, et l'on peut rencontrer les représentations les plus bizarres. Toutefois, nous avons reproduit celles qui paraissent être employées le plus couramment.

D'une façon générale, le transistor à effet de champ est nettement supérieur au transistor classique dans tous les cas où une *impédance d'entrée très élevée* est requise (moindre amortissement des circuits accordés associés, notamment). Nous l'avons dit, dans ce sens, il peut être comparé à une bonne pentode à vide.

Bibliographie :

Documentations C.F.T.H. et R.T.C.

Electronics World 7/67.

Radio Electronics 10/67.

Comme nous venons de le voir, dans un transistor à effet de champ, c'est le champ électrique dû à l'électrode « porte » ou « gate » qui modifie le courant principal. Ce courant est constitué par un déplacement d'électrons entre source et drain. Le courant de drain est presque proportionnel au carré de la tension de polarisation appliquée sur la porte. Grâce à cette caractéristique, si l'on applique à l'entrée du transistor un seul signal de fréquence déterminée, on retrouve ce signal à la sortie (avec une composante continue) et le deuxième harmonique de la fréquence d'entrée, et il n'y a pas naissance d'autres harmoniques. Ce deuxième harmonique, éloigné de la fréquence d'accord du circuit d'entrée, n'est pas gênant. Dans le cas de transistors classiques avec caractéristiques de diode, les harmoniques produits sont plus nombreux et d'amplitude plus élevée, d'où l'apparition de distorsions d'intermodulation (qui sont éliminées, sinon demeurent assez faibles, avec les transistors FET).

§ 9. — Utilisation des semi-conducteurs dans la construction des émetteurs

Des réalisations d'émetteurs à transistors étant décrites par ailleurs, nous nous limiterons ici à quelques généralités et à un peu de théorie (1).

Pour la construction des émetteurs à faible et à moyenne puissance, certains transistors présentent des avantages, peut-être plus spécialement pour les équipements portatifs ou mobiles, mais aussi pour les équipements fixes : consommation, encombrement, fiabilité. De ce fait, certains équipements de transmission se modifient rapidement et trouvent présentement de nouveaux domaines d'application dans les transmissions professionnelles civiles et militaires et dans les transmissions d'amateur, auxquels il était impossible de songer naguère.

(1) Extraits de la notice XXIV « Applications des semi-conducteurs » de la Radiotechnique — Coprim — RTC.

Lors de l'utilisation des transistors HF et VHF de puissance, il faut considérer certaines spécifications physiques et électriques pour définir leurs utilisations dans les conditions optimales :

1° Il faut considérer les tensions d'avalanche primaire, lorsque la jonction de l'émetteur est polarisée en direct et en inverse. On doit limiter ces tensions à l'aide de résistances convenables, afin d'appliquer des tensions collecteur-émetteur non situées dans les régions d'avalanche ou ne les atteignant pas ; le fonctionnement dans celles-ci pourrait, en effet, entraîner la destruction thermique du transistor.

2° Du fait des procédés de fabrication des transistors HF de puissance, la caractéristique d'avalanche secondaire se présente à une tension de collecteur *inférieure* à celle où l'on obtient la puissance maximale, tout au moins pour un fonctionnement en caractéristiques statiques. Car, et fort heureusement, en utilisation normale dans un fonctionnement en HF, la caractéristique d'avalanche secondaire vient se confondre avec la caractéristique d'avalanche primaire ; il n'y a donc plus à tenir compte comme limite que de la courbe de puissance maximale.

3° Dans les caractéristiques d'un transistor, on admet une température maximale de jonction pour laquelle ledit transistor ne peut être détruit. Cela ne signifie pas qu'il faille négliger, avant cette limite maximale, les considérations relatives à la température de jonction.

En fait, lorsque cette température augmente, les capacités et les admittances du transistor varient, ce qui peut diminuer ses qualités aux fréquences élevées. On peut considérer qu'il vaut mieux fixer comme *limite acceptable* environ 75 % de la température maximale indiquée, limite où le transistor de puissance ne subit pas encore de réduction notable de ses performances.

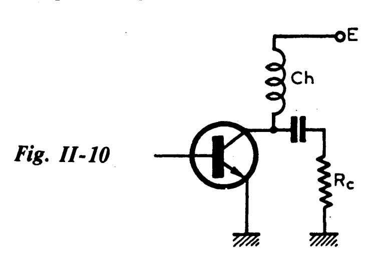
4° La tension de coude HF est une valeur à ne pas dépasser, *différente* de la tension de coude du transistor employé en régime continu. Elle correspond au lieu des points du plan $I_C V_{CE}$ où les caractéristiques en HF commencent à se dégrader. La tension de coude HF, au-delà d'une certaine

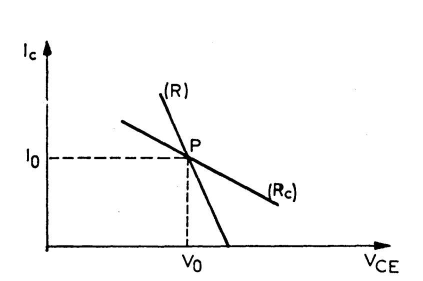
température, est fortement influencée par la température de la jonction ; d'où, la nécessité de tenir compte de cette limite.

●

La figure II-10 représente un montage type d'amplificateur HF de puissance à transistor. Nous voyons aussi la droite de charge statique (R) et la droite de charge dynamique (R_C) dans le quadrant des caractéristiques I_C, V_{CE}. Le point de fonctionnement moyen P est fixé par les valeurs des grandeurs continues V_O et I_O. Cette tension et cette intensité sont étroitement liées ; on peut donc arbitrairement choisir le régime du transistor en maintenant constant, soit I_O, soit I_B, soit V_{BE}. On a donc le choix entre deux modes de polarisation en courant continu :

Fig. II-10





soit polarisation à courant moyen I_O de collecteur constant ;

soit polarisation à tension émetteur — base V_{BE} constante = 0.

L'une ou l'autre de ces conditions est maintenue constante quelle que soit l'amplitude des signaux HF.

La figure II-11 représente les deux modes de polarisations possibles :

En A, avec I_O constant. Avantages : gain amélioré ; puissance de sortie limitée évitant la surcharge ; réglages faciles. Inconvénients : la puissance maximale est dissipée dans la condition de repos ; nécessité d'appliquer une tension supplémentaire ($R_E \cdot I_O$) ; avalanche secondaire possible.

En B, avec V_{BE} = constante = 0. Avantages : aucune consommation au repos ; le rendement reste constant. Inconvénients : plus sensible aux excès de puissance et aux disruptions de charge ; réglages plus délicats.

Le point de polarisation à choisir n'est pas lié au régime de fonctionnement (classe B ou classe C) de l'étage amplificateur HF. En effet, le régime de fonctionnement est déterminé par les signaux appliqués *à l'entrée* de l'amplificateur.

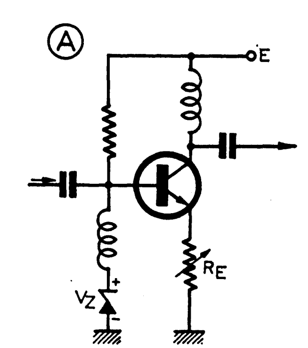
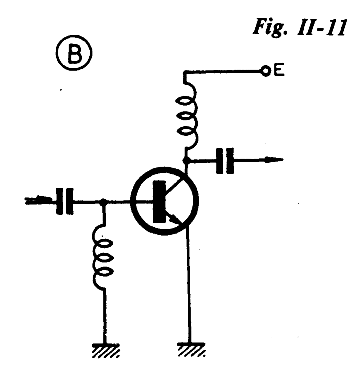


Fig. II-11

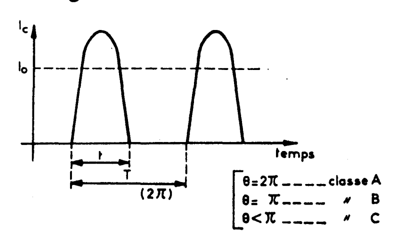


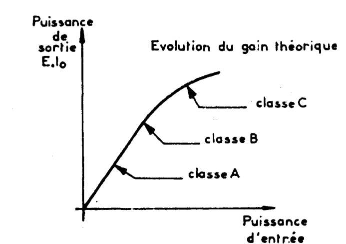
L'angle de conduction (ou de passage) Θ définit la classe de fonctionnement. Lorsqu'un signal HF est présent à l'entrée, une

impulsion de courant circule dans le collecteur pendant une durée :

$$t = \frac{T\Theta}{2\pi}$$

Voir figure II-12.





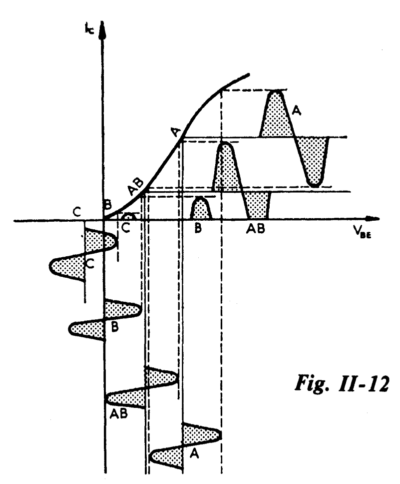


Fig. II-12

On constate ainsi que si l'on a choisi le régime de polarisation tel que I_O reste constant, on peut obtenir les classes de fonctionnement A, B, et C, tandis que si l'on a prévu un régime à V_{BE} constant, le fonctionnement ne peut être obtenu qu'en classe B-HF.

L'excès de puissance est un fonctionnement anormal de l'étage considéré, mais il peut être dû aussi au fonctionnement des étages précédents. Dans la chaîne d'amplification, les polarisations initiales des étages peuvent être faites pour la classe A ou pour la classe B. En présence d'un signal d'entrée, la transmission des étages dépend des conditions d'ambiance (température, notamment) et aussi de la tension d'alimentation (si elle est susceptible de varier).

Le signal d'attaque produit dans de telles conditions, peut amener un accroissement de la puissance d'entrée appliquée à l'étage final. Le courant moyen de ce dernier augmente ainsi que sa puissance de sortie, et si le radiateur est insuffisant, il peut y avoir emballement du transistor et détérioration par effet thermique.

On peut éviter cet excès de puissance grâce à l'insertion d'un *fusible* dans le circuit de sortie. Une solution plus complète consiste à intercaler, dans la chaîne, un étage en classe B évitant la surcharge et placé juste avant l'étage final de puissance.

D'autre part, si la charge est, soit débranchée, soit mise accidentellement en court-circuit, la protection de l'étage final doit être assurée par un dispositif automatique interrompant (ou freinant) l'attaque HF appliquée à cet étage. Pour cette protection contre toutes modifications importantes de la charge, il est recommandé d'employer un coupleur d'antenne directement sensible au rapport d'ondes stationnaires et, notamment, à l'onde de retour d'énergie. Ce coupleur commande un amplificateur de courant continu qui commande à son tour l'un des étages intermédiaires amplificateur HF, et éventuellement le bloque en cas d'une modification anormale de la charge de sortie. Cette disposition préventive est surtout recommandée dans le cas d'émetteurs d'une puissance déjà relativement grande.

•

Examinons maintenant les étages multiplicateurs de fréquence nécessaires dans la majorité des conceptions d'émetteurs.

Comme dans le cas de l'utilisation des lampes, il y a la méthode bien connue dite

« par courbure des caractéristiques », le taux d'harmoniques dépendant (entre autres choses) de la forme d'onde du courant de passage, des caractéristiques du transistor et de son point de fonctionnement.

Mais parallèlement, et notamment dans le cas des niveaux de puissance plus élevés en UHF, on applique la méthode de multiplication par *varactor.*

Un varactor est une diode à jonction (mesa ou silicium à double diffusion) possédant, sous polarisation inverse, une capacité non linéaire ; sa capacité de charge d'espace varie fortement avec la tension. Si l'on fait circuler un courant alternatif dans un varactor, la théorie montre qu'il apparaît à ces bornes une tension contenant tous les harmoniques de la fréquence fondamentale appliquée.

Des filtres convenablement réalisés permettent de sélectionner l'harmonique désiré. Si l'on ne demande qu'une puissance relativement faible, on peut n'utiliser qu'un seul étage multiplicateur de rang élevé. Dans les autres cas, on n'effectue qu'une multiplication par 2 ou par 3, par étage.

L_1 = 6 tours, fil de cuivre argenté de 1 mm, diamètre de bobine : 11 mm (0,33 μH) ;

L_2 = 4 tours, fil de cuivre argenté de 1,5 mm, diamètre de bobine : 9 mm (0,13 μH) ; accord sur 310 MHz (harmonique 2) par C_3 ajustable céramique 3 pF/400 V (circuit « idler ») ;

C_4 = identique à C_3 ;

C_5 = identique à C_2 ;

L_3 = 2 tours, fil de cuivre argenté de 2 mm ; diamètre de bobine : 7 mm (0,05 μH) ;

L_4 = 60 mm de ruban de cuivre argenté de 4 × 1,5 mm à 8 mm du châssis, prise à 14 mm du côté froid (0,03 μH : Z_c = 130 Ω environ).

Citons enfin la multiplication de fréquence par transistor-varactor. On peut utiliser directement un transistor de puissance NPN dans un montage amplificateur de telle manière que la diode « collecteur-base » de ce transistor soit employée comme varactor (fig. II-14). Cette utilisation combinée est très intéressante en raison du gain de puissance ainsi obtenu à la fréquence émise et de l'excellent rendement de l'ensemble dont l'emploi est particulièrement économique dans bien des cas.

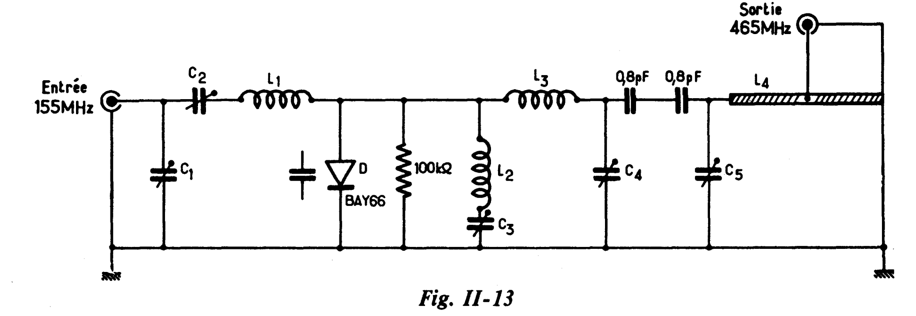


Fig. II-13

A titre documentaire, la figure II-13 représente le schéma de principe de l'utilisation d'une diode-varactor BAY 66 en tripleuse de fréquence avec entrée 155 MHz et sortie 465 MHz.

Les caractéristiques des éléments sont les suivantes :

C_1 = ajustable à air 25 pF (300 V) ;

C_2 = ajustable céramique 6 pF (400 V) ;

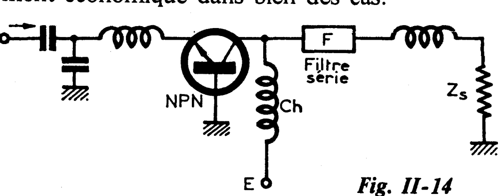


Fig. II-14

Etudions maintenant, succinctement, les problèmes de la *modulation* des transistors HF de puissance, et commençons par la modulation en phase ou en fréquence (1).

Ces types de modulation se pratiquent sans aucune difficulté. Le courant modulateur est appliqué au niveau de l'oscillateur pilote fonctionnant sur une fréquence bien inférieure à la fréquence de sortie (rayonnée) de l'émetteur. L'oscillation pilote modulée est ensuite multipliée par le facteur nécessaire selon la fréquence finale exigée.

Le procédé pratique de modulation le plus généralement employé consiste à monter une diode à capacité variable dans le circuit oscillant du pilote. On doit tenir compte de la limitation imposée pour l'excursion de fréquence ; en effet, l'écart de fréquence du pilote est évidemment égal à l'écart de fréquence voulu pour l'onde finale modulée rayonnée, divisé par le facteur de multiplication de fréquence prévu entre le pilote et l'étage final.

Pour amener l'excursion de fréquence à la valeur requise, il suffit de commander la variation de tension appliquée à la diode à capacité variable (varicap). Il est donc recommandé de faire précéder l'étage pilote + diode par un étage limiteur destiné à écrêter les tensions fournies par le courant de modulation du microphone dès qu'elles deviennent trop importantes. En outre, une simple résistance variable peut permettre de régler la tension présente aux bornes de la diode, donc d'ajuster manuellement la déviation de fréquence admise.

Par ailleurs, entre l'étage limiteur et l'étage pilote + diode, il peut être nécessaire d'intercaler également un étage intégrateur. En effet, lorsque l'étage limiteur est en action, la déviation de phase reste constante ; mais l'excursion de fréquence (proportionnelle au signal modulateur) pourrait atteindre des valeurs anormalement élevées. Le rôle de l'étage intégrateur est donc de ramener le fonctionnement à une déviation de fréquence constante. Lorsqu'on emploie cet intégrateur — nécessaire dans le cas de signaux très forts — il y a lieu d'utiliser à l'entrée un dispositif différentiateur, afin que l'intégrateur ne puisse pas distordre les signaux faibles.

En ce qui concerne la modulation en amplitude (1) que nous allons voir maintenant, disons que le seul procédé recommandable pour obtenir un taux de modulation élevé sans distorsion inacceptable, consiste à moduler par le collecteur. La tension d'alimentation E varie selon le rythme BF de la tension modulatrice appliquée par le transformateur de sortie de l'amplificateur audio-fréquence.

Si le taux de modulation est m, la tension varie donc de $E(1 - m)$ à $E(1 + m)$.

Il est possible de moduler seulement l'étage final PA-HF, ou bien de moduler les deux derniers étages (étage driver et étage PA). Dans le second cas, c'est-à-dire avec modulation fractionnée sur deux étages, le taux de modulation m peut être augmenté, tandis que la distorsion diminue. En effet, la modulation simultanée de l'étage driver d'attaque permet de fournir une puissance d'entrée (à l'étage PA) toujours proportionnelle à la puissance de sortie. Ainsi, le signal de sortie reste toujours correctement sinusoïdal et le rendement est amélioré. Les creux de modulation ont aussi, dans ce cas, une meilleure forme, car une partie assez importante de la puissance d'entrée est transmise par effet capacitif. Les essais ont montré que les meilleurs résultats sont obtenus par un taux de modulation égal sur les deux étages, et qu'une modulation fractionnée sur trois étages n'apporte rien de plus que sur deux étages.

Pour obtenir une modulation satisfaisante à tous points de vue, il y a lieu de bien ajuster la charge sur l'étage PA afin d'obtenir le rendement maximum pour la puissance porteuse donnée, et non pas la puissance maximale avec un rendement quelconque.

Le transformateur de modulation doit fournir une puissance $m^2 . E . I_0/2$; son

(1) Modulation de fréquence et de phase : voir chapitre XVI « La modulation de fréquence » §§ 1 et 2.

(1) Modulation d'amplitude : voir chapitre X « La Radiotéléphonie ».

noyau doit donc être prévu d'une façon assez large. Plus particulièrement, il doit pouvoir supporter une intensité I_O continue généralement très intense, sans saturation.

•

A l'émission, les transistors sont souvent utilisés par l'amateur pour des réalisations à faible puissance : radiotéléphone, talkie-walkie, ainsi que pour la construction des pilotes V.F.O. (chapitres V et XIV). En effet, les transistors HF et VHF de *grande puissance* restent encore relativement chers, si bien que l'amateur préfère très souvent s'en tenir aux lampes.

Signalons cependant tout de suite que des émetteurs complets, de moyenne puissance, sont décrits dans cet ouvrage aux chapitres XII, XIV et XV.

La technique des semi-conducteurs est en plein développement, on le sait, et ils n'ont pas fini de nous étonner...

Nota

Comme nous l'avons dit précédemment, ce chapitre n'est pas un cours de radio... Nous avons simplement voulu remettre en mémoire certaines notions fondamentales de base, en nous étendant cependant un peu plus sur les points ayant un rapport direct avec l'émission. Si, par la suite, l'amateur se sentait un peu dérouté, notamment dans l'utilisation des semi-conducteurs (diodes normales, diodes spéciales, transistors de tous genres, circuits intégrés, etc.), alors nous pourrions lui conseiller la lecture préalable de notre ouvrage **Cours Moderne de Radio Electronique** (même librairie).

§ 10. — Documents utiles

Résistances en parallèle
Condensateurs en série

Les abaques sont des diagrammes précieux, car d'un simple coup d'œil, ils permettent souvent de se faire rapidement une idée sur le problème en cours et ils évitent de longs et fastidieux calculs. Voici un abaque (fig. II-15) qui permet la résolution du problème si fréquemment rencontré, à savoir la valeur équivalente de deux résistances en parallèle (ou de deux condensateurs en série). En d'autres termes, il permet de résoudre rapidement les formules suivantes :

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Naturellement, les nombres indiqués sur l'abaque représenteront, suivant le cas : des ohms, des dizaines d'ohms, des centaines d'ohms, des milliers d'ohms, des mégohms ou des picofarads, des dizaines de picofa-

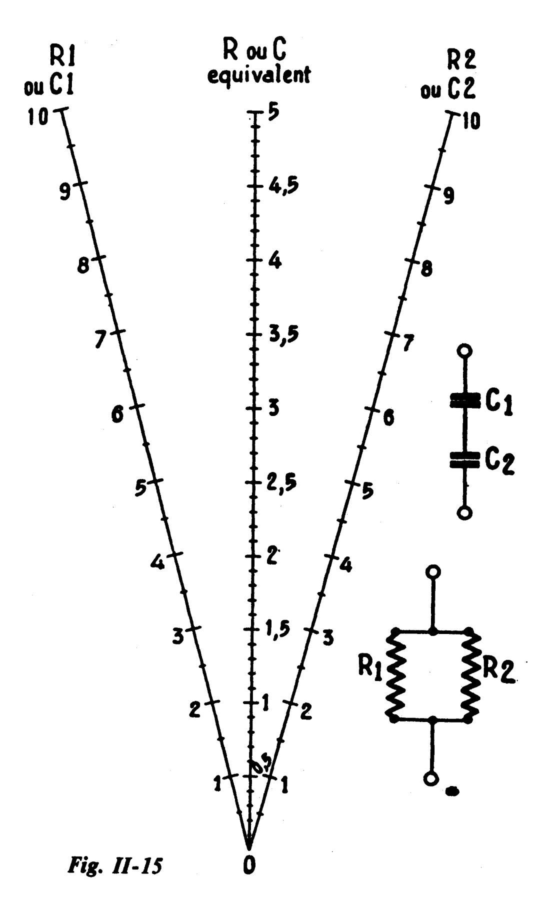


Fig. II-15

TABLEAU I

Diamètre en mm	Section en mm^2
7/100	0,0038
8/100	0,0050
9/100	0,0063
10/100	0,0078
12/100	0,0113
14/100	0,015
15/100	0,017
18/100	0,025
20/100	0,031
22/100	0,038
25/100	0,049
30/100	0,070
35/100	0,096
40/100	0,125
45/100	0,159
50/100	0,196
60/100	0,283
70/100	0,38
80/100	0,50
10/10	0,78
11/10	0,95
12/10	1,13
13/10	1,33
14/10	1,54
15/10	1,77
16/10	2,01
17/10	2,27
18/10	2,54
19/10	2,84
20/10	3,14
22/10	3,80
25/10	4,90
30/10	7,06

rads, des centaines de picofarads, des milliers de picofarads, des microfarads.

Exemple : Quelle est la valeur de la résistante équivalente formée par la mise en parallèle d'une résistance de 10 000 Ω et d'une résistance de 7 000 Ω.

Sur l'échelle R_1, repérons 10 000 Ω ; sur l'échelle R_2, repérons 7 000 Ω. A l'aide d'une réglette, joignons ces deux points. Le point d'intersection de la réglette avec l'échelle centrale nous donne le résultat ; soit 4100 Ω environ.

Mais, cet abaque permet également un autre calcul très intéressant.

Exemple : On désire obtenir une résistance de 1750 Ω dans un circuit qui comporte déjà une résistance de 2 500 Ω. Quelle est la valeur à mettre en parallèle sur cette dernière résistance pour obtenir la résistance désirée.

Sur l'échelle R_1, repérons le point 2 500 Ω ; sur l'échelle centrale, repérons le point 1 750 Ω. A l'aide d'une réglette, joignons ces deux points et prolongeons jusqu'à l'intersection avec l'échelle R_2, où on lit : 6 000 Ω environ.

Il est bien évident que l'on procède de même dans le cas des condensateurs (groupés *en série*).

*
* *

Section des fils

Les fabricants de fils et câbles caractérisent désormais plus fréquemment leurs produits, non pas par le *diamètre* du conducteur, mais par sa *section* en mm^2. Le tableau I ci-contre, en établissant les correspondances, évite aussi de fastidieux calculs.

*
* *

Longueur d'onde et fréquence

Certains parlent en « mètres » (longueur d'onde), d'autres en « kilocycles/seconde » (fréquence). Aussi est-il bon de rappeler les relations permettant de passer rapidement de l'un à l'autre de ces modes d'expression.

La longueur d'onde étant représentée par la lettre grecque λ (lambda) et exprimée en mètres ; la fréquence par F, et exprimée en kc/s, on a :

$$\lambda = \frac{300\,000}{F} \quad \text{et} \quad F = \frac{300\,000}{\lambda}$$

Dans le domaine des OC et des OTC, on s'exprime souvent en mégacycles/seconde (au lieu de kc/s) ; les formules restent les mêmes, mais le numérateur devient 300 (au lieu de 300 000).

Les appellations « kilocycle/seconde » et « mégacycle/seconde » sont maintenant respectivement remplacées par « kilohertz » (kHz) et « mégahertz » (MHz).

Rappelons brièvement, ici, la formule de Thomson permettant de calculer la lon-

gueur d'onde de résonance d'un circuit oscillant quelconque :

$$\lambda = 600\,\pi\ \sqrt{LC}$$

avec λ = longueur d'onde en mètres,
L = coefficient de self-induction du bobinage en microhenrys,
et C = capacité du condensateur en microfarads.

*
* *

Codes des couleurs

Examinons maintenant les codes des couleurs utilisés pour le marquage des résistances et des condensateurs. Mais d'abord, rappelons la liste des valeurs normalisées (tableau II). Les valeurs nominales indiquées dans ce tableau s'entendent en *ohms* pour les résistances et en *picofarads* pour les condensateurs. Naturellement, outre les nombres indiqués, il y a aussi tous leurs multiples décimaux (10, 15, 22, 33... 100, 150, 220, 330... etc.).

Examinons donc maintenant les codes normalisés pour résistances et condensateurs, et plus spécialement, le code international des couleurs de marquage. Ce code se rapporte donc aux résistances ainsi qu'aux condensateurs des types mica, céramique et papier ; il est publié intégralement dans le tableau III ci-après.

En voici immédiatement l'application.

Résistances

Les valeurs sont toujours indiquées en *ohms*.

Premier cas : figure II-16.

Le marquage des couleurs peut se faire soit par des anneaux, soit par de simples points.

TABLEAU II

Résistances et Condensateurs ± 20 %	Résistances et Condensateurs ± 10 %	Résistances et Condensateurs ± 5 %
Condensateurs ⩽ 10 pF ± 1 pF	Condensateurs ⩽ 10 pF ± 0,5 pF	Condensateurs ⩽ 10 pF ± 0,25 pF
1	1	1
		1,1
	1,2	1,2
		1,3
1,5	1,5	1,5
		1,6
	1,8	1,8
		2
2,2	2,2	2,2
		2,4
	2,7	2,7
		3
3,3	3,3	3,3
		3,6
	3,9	3,9
		4,3
4,7	4,7	4,7
		5,1
	5,6	5,6
		6,2
6,8	6,8	6,8
		7,5
	8,2	8,2
		9,1

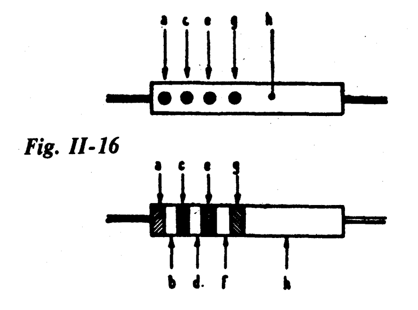


Fig. II-16

Nous avons :

a = premier chiffre significatif (à lire dans la colonne 2 du tableau);

c = second chiffre significatif (colonne 2 également);

e = multiplicateur (colonne 3);

g = tolérance (colonne 4).

En *b, d, f,* et *h,* nous avons la couleur du corps. Mais dans ce procédé de marquage, cette couleur n'intervient pas pour la lecture de la valeur ; cela indique seulement :

Noir = corps non isolé ;

Autre couleur = corps isolé.

Enfin, s'il s'agit d'une résistance bobinée, le point *a* est beaucoup plus gros que les autres, ou l'anneau *a* est de largeur double.

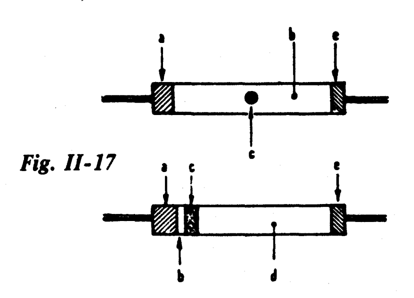


Fig. II-17

Second cas : figure II-17.

Le marquage des couleurs peut se faire selon l'une des deux représentations de la figure. Nous avons :

b et *d* = premier chiffre significatif ; couleur du corps (colonne 2);

a = second chiffre significatif (colonne 2);

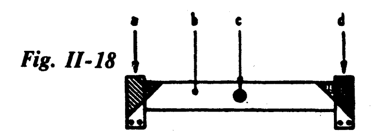
c = multiplicateur (colonne 3);

e = tolérance (colonne 4).

Si l'une des couleurs *a* ou *c* n'existe pas, cela indique que *a* ou *c* a la même couleur que le corps et prend donc la valeur de cette couleur.

Si l'anneau *e* n'existe pas en teintes or ou argent, il s'agit d'une résistance avec tolérance de ± 20 %.

Fig. II-18



Troisième cas : figure II-18.

b = premier chiffre significatif (colonne 2);

d = second chiffre significatif (colonne 2);

c = multiplicateur (colonne 3);

a = tolérance (colonne 4).

Comme précédemment, si la marque *a* n'existe pas en couleurs or ou argent, il s'agit d'une résistance avec tolérance de ± 20 %.

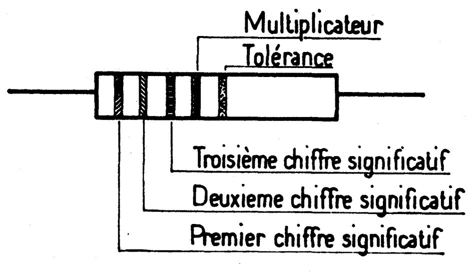


Fig. II-19

Remarque

Un code de couleurs (pour résistances) à cinq anneaux est également applicable aux valeurs ohmiques comportant trois chiffres significatifs (notamment, cas des résistances de précision aux tolérances de ± 1 % et ± 2 %). Ce code est indiqué sur la figure II-19 qui est suffisamment explicite. Voir tableau correspondant page 43.

TABLEAU III

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
Couleurs	Chiffre significatif	Résistances		Condensateurs au mica		Condensateurs au papier		Condensateurs « céramique »				Tension de service (volts)
		Multiplicateur	Tolérance %	Multiplicateur	Tolérance %	Multiplicateur	Tolérance %	Multiplicateur	Tolérance		Coef. de températ.	
									⩽ 10 pF	> 10 pF		
Noir	0	1		1	20	1	20	1	2 pF	20 %	0	
Marron	1	10	± 1 %	10		10		10		1 %	– 30	100
Rouge	2	100	± 2 %	100	2	100	2	100	0,25 pF	2 %	– 80	200
Orange	3	10^3		10^3	RMA 3	10^3		10^3	RMA 2,5 %		– 150	300
Jaune	4	10^4		10^4		10^4		RMA 10^4			– 220	400
Vert	5	10^5			RMA 5	10^5	5		0,5 pF	5 %	– 330	500
Bleu	6	10^6				10^6					– 470	600
Violet	7	10^7				10^7					– 750	700
Gris	8					10^8		0,01			– 2 200	800
Blanc	9					10^9	10	0,1	1 pF	10 %	– 500 (JAN) – 750 (RMA)	900
Or		0,1	± 5 %		JAN 5	0,1	5				+ 100	1 000
Argent		0,01	± 10 %		10		10					2 000
Sans couleur ...			± 20 %				20					500

	noir	marron	rouge	orange	jaune	vert	bleu	violet	gris	blanc	or	argent
Premier chiffre significatif		1	2	3	4	5	6	7	8	9		
Deuxième chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
Troisième chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
Multiplicateur ...	1	10	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6				10^{-1}	10^{-2}
Tolérance.......		± 1 %	± 2 %									

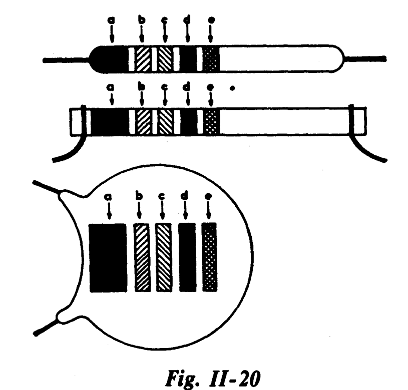


Fig. II-20

Condensateurs céramiques

Premier cas : figure II-20.

La valeur est donnée en picofarads d'après la lecture suivante :

b = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

c = second chiffre significatif (colonne 2) ;

d = multiplicateur (colonne 9).

En outre, nous avons :

a = coefficient de température (colonne 12) ;

e = tolérance (colonne 11 pour les capacités plus grande que 10 pF ; colonne 10 pour les capacités plus petites ou égales à 10 pF).

La couleur du corps n'a aucune signification. Il ne faut pas confondre, par la présentation, ce type de condensateur avec certaines résistances ; ces dernières ne comportent que quatre anneaux, alors que les condensateurs en ont cinq dont le premier est large.

Notons enfin que la majorité des condensateurs céramique ont une tension de service de 350 à 500 V maximum.

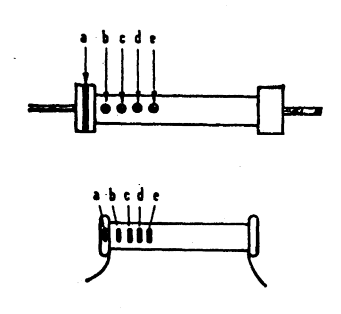


Fig. II-21

Deuxième cas : figure II-21.

b = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

c = second chiffre significatif (colonne 2) ;

d = multiplicateur (colonne 9) ;

e = tolérance (colonne 10 et 11, selon capacité, comme indiqué précédemment) ;

a = coefficient de température (colonne 12).

La couleur du corps n'a aucune signification.

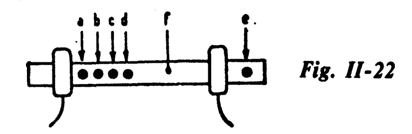


Fig. II-22

Troisième cas : figure II-22.

f = corps couleur bleue ; pas de signification particulière ;

a = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

b = second chiffre significatif (colonne 2) ;

c = multiplicateur (colonne 9) ;

d = tolérance (colonne 10 et 11, selon capacité, comme indiqué précédemment) ;

e = tension de service selon le code suivant : marron = 150 V ; orange = 350 V ; vert = 500 V (soit *approximativement* comme indiqué colonne 13).

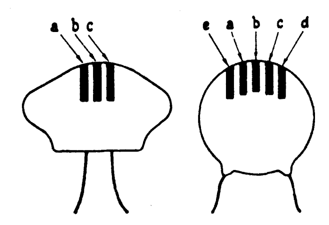


Fig. II-23

Quatrième cas : figure II-23.

En principe, il s'agit là de condensateurs de forte capacité et sans coefficient de température défini. Nous avons :

a = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

b = second chiffre significatif (colonne 2) ;

c = multiplicateur (colonne 9).

Cinquième cas : figure II-24.

Condensateurs miniatures céramiques présentés sous la forme indiquée.

a = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

b = second chiffre significatif (colonne 2) ;

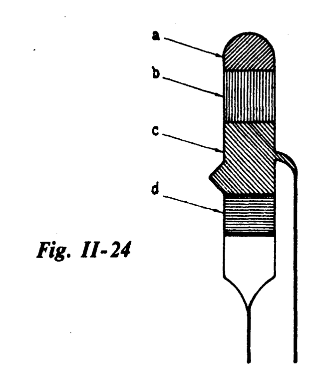


Fig. II-24

c = multiplicateur (colonne 9) ;

d = tolérance (colonne 10 et 11, selon capacité, comme indiqué précédemment).

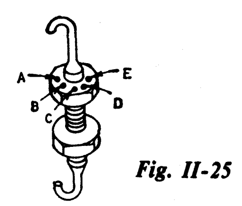


Fig. II-25

Sixième cas : figure II-25.

Condensateurs céramiques de traversée.

a = coefficient de température (colonne 12) ;

b = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

c = second chiffre significatif (colonne 2) ;

d = multiplicateur (colonne 9) ;

e = tolérance (colonne 10 et 11, selon capacité, comme indiqué précédemment).

Septième cas : figure II-26.

Condensateurs céramiques relais de câblage. Trois présentations sont normalement adoptées ; dans tous les cas, nous avons :

a = coefficient de température (colonne 12) ;

b = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

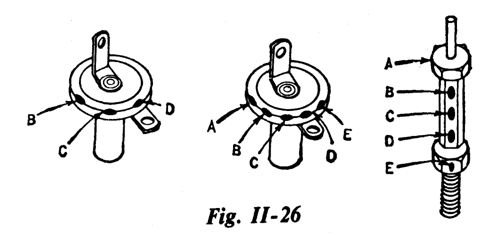


Fig. II-26

c = second chiffre significatif (colonne 2) ;

d = multiplicateur (colonne 9) ;

e = tolérance (colonne 10 ou 11, selon capacité, comme indiqué précédemment).

Note concernant les condensateurs « céramique »

Nous avons vu que sur certains types de condensateurs, le constructeur indique le coefficient de température (donné dans la colonne 12). Cela mérite quelques explications complémentaires.

Il s'agit d'une variation de capacité provoquée par une variation de température, variation de capacité pouvant être négative (diminution) ou positive (augmentation).

Les chiffres de la colonne 12 représentent donc la variation de capacité possible, exprimée en millionnièmes de la capacité totale, par degré centigrade.

Donnons un exemple : soit un condensateur céramique dont la couleur représentant le coefficient de température est bleue ; dans la colonne 12, nous lisons : — 470.

Cela signifie que nous avons une variation *négative* de capacité (diminution) de 470 millionnièmes (soit 470×10^{-6}) de la capacité totale de départ, par degré centigrade d'*élévation* de température.

Autres types de condensateurs

Condensateurs au mica : figure II-27.

Capacité en picofarads.

f = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

e = deuxième chiffre significatif (colonne 2) ;

d = troisième chiffre significatif (colonne 2) ;

La lecture de la capacité se fait dans le sens de la flèche représentée sur la figure.

Les marques *a, b* et *c* sont facultatives. Si elles existent, elles ont les indications suivantes :

a = tension de service (colonne 13) ;

b = tolérance (colonne 6) ;

c = multiplicateur (colonne 5) ; ce multiplicateur s'applique alors aux trois chiffres significatifs *f, e* et *d* de la capacité indiqués précédemment.

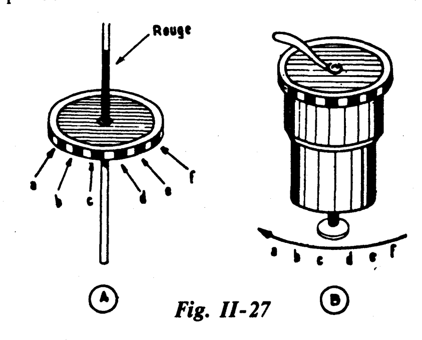


Fig. II-27

Dans la présentation de la figure II-27 A, la lecture se fait en tenant le condensateur avec le repère « rouge » peint sur la connexion, en haut. Dans la présentation de la figure II-27 B, la lecture se fait, l'embase à vis du condensateur dirigée vers le bas.

Condensateurs à diélectrique mylar ou film de polyester (condensateurs plats)

Valeurs exprimées en picofarads

Deux modes de marquage peuvent être rencontrés :

Figure II-28 (les bandes de couleurs se touchent) ;

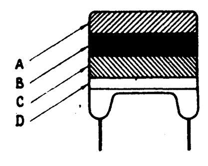


Fig. II-28

a = premier chiffre significatif (colonne 2);

b = second chiffre significatif (colonne 2);

c = multiplicateur (colonne 9);

d = tolérance (colonne 10 ou 11, selon capacité, comme indiqué précédemment); cette quatrième bande est facultative et parfois n'existe pas.

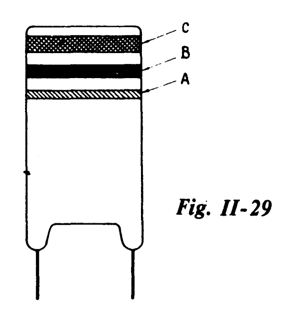


Fig. II-29

Figure II-29 (les bandes de couleurs sont espacées):

a = premier chiffre significatif (colonne 2);

b = second chiffre significatif (colonne 2);

c = multiplicateur (colonne 9); souvent cette bande est plus large que les deux autres.

Condensateurs miniatures au tantale polarisés

Valeur exprimée en microfarads.

Présentation et marquage selon la figure II-30.

La marquage ne comporte généralement qu'un seul chiffre significatif. Lorsque ce marquage comporte deux chiffres significatifs (cas représenté par le pointillé sur la figure), il est sous-entendu que ces chiffres doivent être séparés par une virgule.

Le fil de connexion correspondant au pôle est repéré par un point blanc sur le corps du condensateur.

En résumé, le tableau de la figure II-31 indique le code des couleurs pour les condensateurs « céramique » et « mica », ainsi que pour les résistances, code utilisé *actuellement* — et notamment en France — et conforme aux spécifications C.C.T.U. (document L.C.C.).

TENSION		CAPACITE			
Couleur	Valeur	Couleur	1er chiffre	2ème chiffre éventuellement	Multiplicateur
Jaune	4	Marron	1	1	x 10
Bleu	6	Rouge	2	2	
Marron	10	Orange	3	3	
Vert	16	Jaune	4	4	
Rouge	25	Vert	5	5	
Blanc	40	Bleu	6	6	
		Violet	7	7	
		Gris	8	8	
		Blanc	9	9	x 0,1
		Noir	-	-	x 1

Fig. II-30

CONDENSATEURS CÉRAMIQUE

	COULEUR	Noir	Brun	Rouge	Orange	Jaune	Vert	Bleu	Violet	Gris	Blanc	Or
Circuit	Coefficient de température	0	− 33	− 75	− 150	− 220	− 330	− 470	− 750			+ 100
Découplage	Classe	(5)	(3)	2	3	4	5	6				
CAPACITÉ	1er chiffre significatif / 2e chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
CAPACITÉ	Multiplicateur	1	10	10^2	10^3	10^4	10^5			10^{-2}	10^{-1}	
TOLÉRANCE	C > 10 pF	20 %	1 %	2 %		0 + 100 %	5 %		−20 % +50 %		10 %	
TOLÉRANCE	C ≤ 10 pF	2 pF		0,25pF			0,5 pF				1 pF	

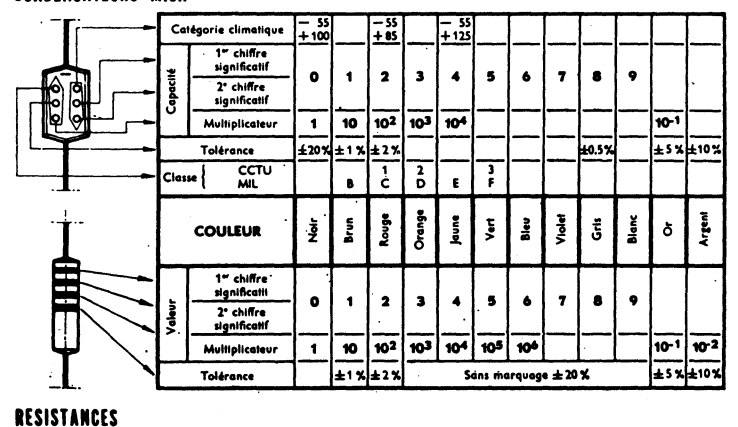
Connexion reliée à l'armature externe.

Connexion reliée à l'armature externe.

Point noir éventuel indiquant la conformité du condensateur avec le modèle de la spécification CCTU 02-04 A (découplage professionnel).

NOTA : Les classes (3) et (5) étaient représentées en brun et noir dans l'ancienne spécification CCTU 02-04.

CONDENSATEURS MICA



		Noir	Brun	Rouge	Orange	Jaune	Vert	Bleu	Violet	Gris	Blanc	Or	Argent
Catégorie climatique		− 55 + 100		− 55 + 85		− 55 + 125							
Capacité	1er chiffre significatif / 2e chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
Capacité	Multiplicateur	1	10	10^2	10^3	10^4						10^{-1}	
Tolérance		±20 %	±1 %	±2 %						±0.5 %		±5 %	±10 %
Classe	CCTU			1	2		3						
Classe	MIL		B	C	D	E	F						
COULEUR		Noir	Brun	Rouge	Orange	Jaune	Vert	Bleu	Violet	Gris	Blanc	Or	Argent
Valeur	1er chiffre significatif / 2e chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
Valeur	Multiplicateur	1	10	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6				10^{-1}	10^{-2}
Tolérance			±1 %	±2 %	Sans marquage ± 20 %							±5 %	±10 %

RESISTANCES

Fig. II-31

Impédance des capacités à diverses fréquences

L'impédance présentée à une fréquence donnée par un condensateur de capacité donnée se calcule, on le sait, à l'aide de la formule :

$$Z_c = \frac{1}{2\pi FC}$$

Le tableau IV évite tous longs calculs (voir page suivante).

Certes, nous n'avons indiqué que six fréquences (20, 50 et 100 Hz ; 1,50 et 100 kHz). Mais si l'on veut bien retenir que l'impédance d'une cacapité donnée diminue *proportionnellement* avec l'accroissement de la fréquence, nous allons voir que le tableau permet toutes les résolutions.

Exemples :

a) Soit un condensateur de 500 pF ; le tableau nous indique que son impédance est de 16 MΩ à 20 Hz.

TABLEAU IV

Capacité	FREQUENCE					
	20 Hz	50 Hz	100 Hz	1 kHz	50 kHz	100 kHz
1 pF					3,2 MΩ	1,6 MΩ
2					1,6	800 kΩ
5					640 kΩ	320
10				16 MΩ	320	160
20				8	160	80
50				3,2	64	32
100			16 MΩ	1,6	32	16
200		16 MΩ	8	800 kΩ	16	8
500	16 MΩ	6,4	3,2	320	6,4	3,2
1 nF	8	3,2	1,6	160	3,2	1,6
2	4	1,6	800 kΩ	80	1,6	800 Ω
5	1,6	640 kΩ	320	32	640 Ω	320
10	800 kΩ	320	160	16	320	160
20	400	160	80	8	160	80
50	160	64	32	3,2	64	32
100	80	32	16	1,6	32	16
200	40	16	8	800 Ω	16	8
500	16	6,4	3,2	320	6,4	3,2
1 μF	8	3,2	1,6	160		
2	4	1,6	800 Ω	80		
8	1	400 Ω	200	20		
16	500 Ω	200	100	10		
32	250	100	50	5		
50	160	64	32			
100	80	32	16			
500	16	6,4	3,2			

A 20 kHz, elle sera évidemment 1 000 fois moindre ; soit 16 kΩ.

A 200 MHz, elle sera encore 10 000 fois moindre que ce que nous venons de trouver ; soit 1,6 Ω.

b) Soit un condensateur de 10 nF (10 000 pF) ; le tableau nous indique que son impédance est de 16 kΩ à 1 kHz.

A 7 MHz, elle sera 7 000 fois moindre ; soit 2,3 Ω.

c) Soit un condensateur de 2 nF (2 000 pF) ; le tableau nous indique que son impédance est de 80 kΩ à 1 kHz.

A 1 MHz, elle sera 1 000 fois moindre ; soit 80 Ω.

A 160 MHz, elle sera 160 fois moindre ; soit 0,5 Ω.

d) Un condensateur de 1 nF présentant une impédance de 160 kΩ à 1 kHz et un

TABLEAU V

Correspondance des mesures de longueur (anglaises et américaines)

	Inches (pouces) en centimètres	Feet (pieds) en mètres	Yards en mètres
1	2,54	0,304794	0,914383
2	5,08	0,609	1,828
3	7,62	0,914	2,743
4	10,16	1,22	3,657
5	12,7	1,524	4,572
6	15,24	1,828	5,486
7	17,78	2,133	6,4
8	20,32	2,438	7,315
9	22,86	2,743	8,229
10	25,4	3,048	9,144
11	27,94	3,352	10,058
12	30,48	3,657	10,972

condensateur de 2 nF présentant une impédance de 80 kΩ à cette même fréquence, il est évident qu'un condensateur de 1,5 nF (1 500 pF) présentera une impédance de 120 kΩ (toujours à cette même fréquence)... ou de 120 Ω à 1 MHz...

On pourrait ainsi varier à l'infini les exemples ; mais nous ne pensons pas que cela soit nécessaire, tout étant si simple.

Tous les calculs ont été volontairement arrondis. En fait, le plus souvent, c'est surtout *l'ordre de grandeur* de l'impédance d'un condensateur vers telle fréquence qu'il est intéressant de connaître rapidement.

•

Quant aux tableaux faisant suite, c'est-à-dire les tableaux V, VI et VII, ils sont suffisamment explicites et peuvent se passer de tous commentaires.

TABLEAU VI

Correspondance des numéros de jauges (pour fils) en diamètre (en mm)

N°	Anglais		Américain B. et S.	N°	Anglais		Américain B. et S.
	S.W.G.	B.W.G.	A.W.G.		S.W.G.	B.W.G.	A.W.G.
7/0	12,70			23	0,61	0,64	0,56
6/0	11,79			24	0,56	0,56	0,51
5/0	10,97			25	0,51	0,51	0,46
4/0	10,16	11,44	11,68	26	0,46	0,46	0,41
3/0	9,45	10,80	10,39	27	0,41	0,41	0,36
2/0	8,84	9,65	9,27	28	0,36	0,36	0,28
0	8,23	8,64	8,25	29	0,33	0,33	0,25
1	7,62	7,62	7,34	30	0,30	0,31	0,23
2	7,01	7,21	6,53	31	0,28	0,25	0,21
3	6,40	6,58	5,82	32	0,27	0,23	0,20
4	5,89	6,05	5,18	33	0,25	0,20	0,18
5	5,38	5,59	4,62	34	0,23	0,18	0,15
6	4,88	5,16	4,11	35	0,20	0,13	0,14
7	4,47	4,77	3,66	36	0,18	0,10	0,13
8	4,06	4,19	3,25	37	0,17		0,11
9	3,66	3,76	2,90	38	0,15		0,10
10	3,25	3,40	2,59	39	0,13		0,09
11	2,95	3,05	2,29	40	0,12		0,08
12	2,61	2,77	2,03	41	0,11		
13	2,34	2,44	1,83	42	0,10		
14	2,03	2,11	1,63	43	0,09		
15	1,83	1,83	1,45	44	0,08		
16	1,63	1,65	1,27	45	0,07		
17	1,42	1,47	1,14	46	0,06		
18	1,22	1,25	1,02	47	0,05		
19	1,02	1,07	0,91	48	0,04		
20	0,91	0,89	0,81	49	0,03		
21	0,81	0,81	0,72	50	0,025		
22	0,71	0,71	0,64				

TABLEAU VII

Correspondance des fractions de pouce en millimètres

1/4	1/8	1/16	1/32	Millimètres	1/4	1/8	1/16	1/2	Millimètres
			1	0,793				17	13,493
		1	2	1,587			9	18	14,287
			3	2,381				19	15,08
	1	2	4	3,175		5	10	20	15,874
			5	3,968				21	16,668
		3	6	4,762			11	22	17,469
			7	5,556				23	18,297
1	2	4	8	6,35	3	6	12	24	19,05
			9	7,143				25	19,843
		5	10	7,937			13	26	20,637
			11	8,734				27	21,43
	3	6	12	9,528		7	14	28	22,224
			13	10,292				29	23,018
		7	14	11,112			15	30	23,812
			15	11,906				31	24,605
2	4	8	16	12,67	4	8	16	32	25,4

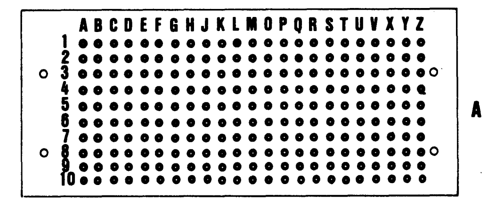
§ 11. — Méthodes de câblage

Nous parlerons ici des procédés modernes de câblage à la portée de l'amateur, en passant volontairement sous silence le procédé conventionnel sur châssis métallique bien connu de tous.

Dans les montages pour OC en général (bandes décamétriques, et à plus forte raison sur VHF et UHF), les réalisations en circuits imprimés *exécutées par l'amateur* sont loin d'être toujours très « heureuses », valables ou conseillées.

A l'origine, les circuits imprimés ont été uniquement créés dans le but de réaliser le câblage rapide, donc économique, d'appareils électroniques les plus divers fabriqués *en grande série.* Le prototype étant établi, les câblages suivants (des autres appareils de la série) sont exécutés d'une façon extrêmement rapide grâce à des machines spéciales qui ne sont pas à la portée de l'amateur.

Or, l'amateur ne cherche pas, lui, la production en série ; il désire simplement réaliser ses propres montages selon une technique moderne de câblage laquelle, en outre, débouche sur une miniaturisation intéressante.



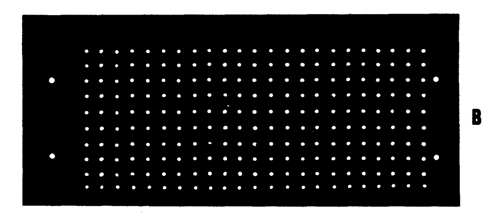


Fig. II-32

De plus, en raison des nécessités (en HF, VHF et UHF) d'avoir des connexions courtes, des faibles pertes, des capacités réparties réduites, le câblage en circuits imprimés par l'amateur n'est pas tellement souhaitable...

Dans la majorité des cas, l'utilisation de simples plaquettes à grille de trous, genre

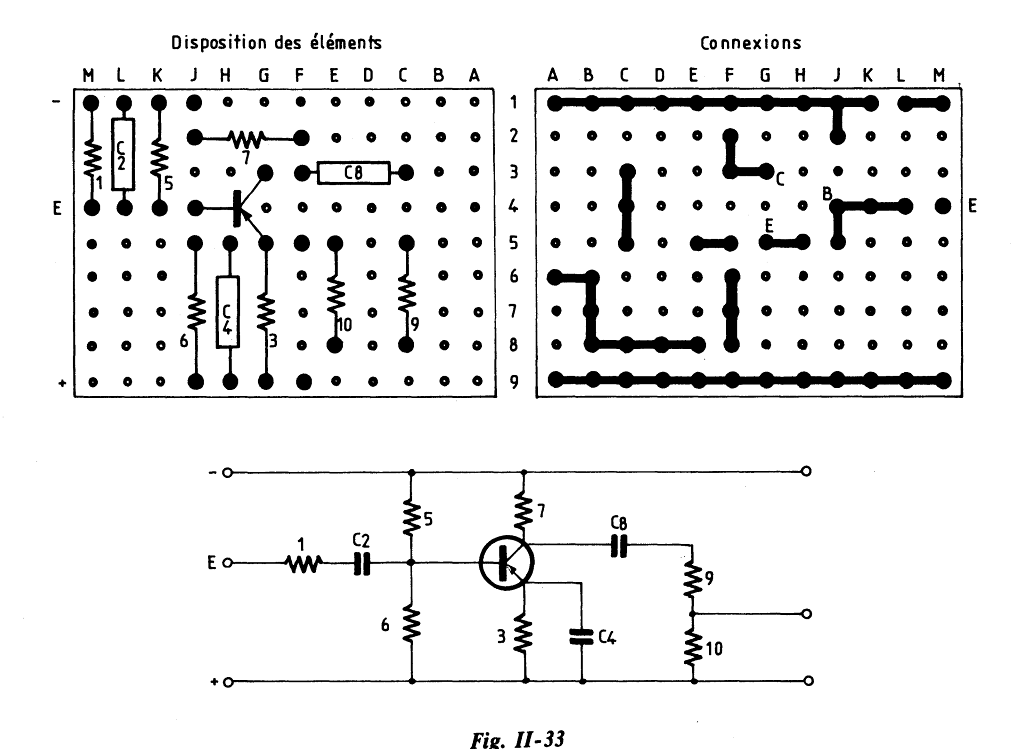


Fig. II-33

VEROBOARD, est préférable : soit plaquette d'isolant avec pastilles cuivrées et perforées facilitant les soudures (fig. II-32, en A) ; soit plaquette simplement perforée (en B).

Il va de soi que la qualité de l'isolant constituant la plaquette est également très importante ; sur fréquences élevées, nous recommandons les plaquettes en *epoxy*.

Les plaquettes perforées constituent le support idéal pour la recherche de la meilleure implantation des composants du circuit ou du montage à réaliser (disposition judicieuse, connexions courtes, etc.). Une bonne méthode consiste d'ailleurs à s'inspirer directement du schéma théorique.

L'implantation des composants étant déterminée, on enfile leurs fils de connexion dans les trous adéquats (composants du côté isolant s'il s'agit d'une plaque à pastilles cuivrées). Du côté opposé aux composants, il suffit alors de réunir par des petits fils de cuivre soudés, les différents points qui doivent effectivement être reliés électriquement (d'après le schéma). Bien souvent même, les fils de connexion des composants suffisent pour effectuer les diverses liaisons. A titre d'exemple, la figure II-33 représente le montage et le câblage d'un étage amplificateur BF à transistor dont le schéma de principe est indiqué au-dessous.

Le faible espacement des trous permet d'atteindre une miniaturisation poussée. En outre, il est intéressant de noter trois avantages de ce procédé de câblage :

a) Des modifications, transformations, adjonctions, par rapport au schéma d'origine sont possibles ultérieurement (alors que cela est bien difficile, sinon impossible, avec un circuit imprimé). A ce point de vue, l'amateur saura apprécier...

b) Les capacités parasites de câblage sont en général plus faibles que dans le cas du circuit imprimé (et en VHF ou UHF, cela peut être très important).

c) Certaines connexions « chaudes » ou « sensibles » peuvent être réalisées d'une manière très courte ; en effet, si l'on emploie du fil isolé pour les liaisons, les connexions peuvent éventuellement se croiser en se chevauchant. Le cas échéant, avec un câblage en fil de cuivre nu, il suffit de munir les connexions qui se croisent de petits morceaux de gaine isolante en plastique.

Pour plus de détails sur ce genre de câblage et les différentes plaquettes disponibles commercialement, le lecteur pourra se reporter à nos articles publiés dans les numéros 1308 et 1388 du HAUT-PARLEUR.

Bien que n'étant pas du « circuit imprimé », c'est donc finalement un procédé de câblage simple, très condensé, de grande qualité, et d'ailleurs fort apprécié tant par les professionnels que par les amateurs.

CHAPITRE III

CLASSIFICATION DES RÉCEPTEURS ONDES COURTES

§ 1. — Généralités

Le principe des récepteurs ondes courtes n'est pas différent de celui des récepteurs ordinaires de radiodiffusion ; leur fonctionnement est identique. Seules, les valeurs de certains éléments sont différentes (bobines, CV, moyenne fréquence, par exemple). Les qualités essentielles que l'on doit exiger d'un appareil récepteur O.C. sont la sensibilité, la stabilité, la sélectivité, l'absence de transmodulation et la fidélité.

La sensibilité indique la valeur de la tension minimum du signal reçu nécessaire à la production d'une certaine puissance modulée déterminée (exemple : 2 μV pour 50 milliwatts modulés, avec une antenne d'une hauteur effective de 4 m). La sensibilité doit être grande, mais avec un rapport « signal/souffle » élevé.

La stabilité de fonctionnement devra être bonne, afin que l'opérateur (ou l'auditeur !) n'ait pas sans cesse à retoucher les boutons de réglage.

La sélectivité devra permettre un choix aisé, même aux endroits les plus encombrés de l'éther (bandes d'amateurs). On éliminera les stations gênantes pour n'écouter que celle désirée — du moins autant que faire se pourra ! (Par diminution du bruit de fond, la sélectivité tend à augmenter la sensibilité apparente d'un récepteur.)

L'absence de transmodulation est une qualité que l'on finissait par oublier de citer à l'ère exclusive des récepteurs à lampes ; en effet, avec les lampes modernes, les récepteurs de trafic étaient pratiquement tous exempts de transmodulation. Il n'en va, hélas, plus de même avec les appareils à transistors, la transmodulation constituant le défaut majeur de ces composants.

Précisons ici que l'explication des phénomènes de transmodulation sera donnée plus loin, au chapitre IV, § 4. Et l'on comprendra que si la transmodulation n'est nullement gênante dans le cas d'un appareil destiné à l'écoute de France-Inter ou de Europe n° 1, il n'en va plus de même — et de beaucoup — dans le cas d'un récepteur destiné au trafic OC. En conséquence, c'est un point capital qu'il convient de surveiller de très près, au même titre que les autres caractéristiques, lorsque le choix se portera sur un récepteur de trafic à transistors. D'autant qu'il s'agit là d'une caractéristique que l'on préfère bien souvent (dans ce cas) passer sous silence, tant les résultats sont décevants...

La fidélité se rapporte à l'audition (reproduction avec le minimum de distorsion). Un récepteur de trafic peut cependant avoir une fidélité médiocre, les fréquences téléphoniques — parole — passant en général toujours, et à plus forte raison, les signaux de télégraphie. Toutefois, si le récepteur comporte un amplificateur moyenne fréquence à plusieurs valeurs de bande passante, il n'est pas interdit de monter un amplificateur basse fréquence à haute fidélité per-

mettant de tirer profit au maximum de toutes les qualités du montage.

Dans n'importe quel récepteur d'ondes courtes, on devra toujours chercher à faire le rapport L/C des circuits d'accord le plus élevé possible (forte self-induction pour une faible capacité). Car aux extrémités de gamme en longueurs d'onde les plus élevées, c'est-à-dire condensateur variable à sa capacité maximum, le rapport L/C tend toujours à diminuer, et il en résulte une diminution de la tension d'attaque du signal incident. Il faut donc toujours utiliser des capacités variables d'accord (et d'oscillateur éventuellement) de faibles valeurs. Cette amélioration du rapport L/C oblige à augmenter le nombre de gammes nécessaires pour couvrir une bande déterminée ; mais ce léger inconvénient est largement compensé par une augmentation appréciable de la sensibilité, de la stabilité, du rapport signal/bruit de fond et, enfin, de la facilité de réglage.

Il existe deux grandes classes de récepteurs ondes courtes que nous allons voir séparément :

1° Les récepteurs à amplification directe.

2° Les récepteurs à changement de fréquences.

§ 2. — Amplification directe

On appelle récepteur à amplification directe tout appareil dont la partie avant détection ne comporte que des étages amplificateurs haute fréquence, sans l'intervention du système changeur de fréquence, ou encore dont la partie prédétectrice se limite à un simple circuit d'accord. Les montages à super-réaction sont également des récepteurs à amplification directe. Ces derniers montages, un peu délaissés ces dernières années, semblent « reprendre du poil de la bête » avec les hyperfréquences, du fait de leur simplicité de réalisation et de leur grande sensibilité sur ces bandes de fréquences.

Dans tout récepteur à amplification directe, le système de réaction sur la détection provoque une augmentation de la sensibilité et de la sélectivité ; en poussant la réaction au-delà de l'accrochage, elle permet l'écoute des signaux de télégraphie non modulée (ondes entretenues pures).

D'autre part, n'oublions pas qu'un étage haute fréquence, outre l'accroissement de sensibilité qu'il apporte, supprime le rayonnement de la détectrice dans l'antenne. Il réduit à néant tous les troubles provoqués par l'accrochage du circuit détecteur.

En tout état de cause, si l'on veut bien exclure quelques montages simples VHF ou UHF, on peut dire que présentement *tous* les récepteurs de trafic sont du type changeur de fréquence ou double changeur de fréquence.

§ 3. — Changement de fréquence

Nous ne rappellerons pas ici la théorie du changement de fréquence, connue de tous (nous laisserons ce soin aux nombreux traités de vulgarisation radiotechnique) (1).

Malgré la simplicité et les qualités des récepteurs à amplification directe, les montages à changement de fréquence (appelés aussi superhétérodyne) les ont complètement supplantés. Ils présentent, en fait, certains avantages sur les autres types de récepteurs. Ils sont plus sensibles, plus sélectifs et plus faciles à manœuvrer. En un mot, un bon récepteur superhétérodyne constitue l'appareil parfait, aussi bien pour l'écoute de la radiodiffusion ondes courtes que pour le trafic d'amateurs ; son seul inconvénient réside dans la complexité du montage (par rapport à l'appareil à amplification directe). Néanmoins, un amateur averti, patient et soigneux dans son travail, pourra mener à bien la construction d'un récepteur à changement de fréquence, et même à double changement de fréquence, qui ne manquera pas de le combler de satisfaction par ses performances.

D'autre part, il est évident que l'amateur pourra lui-même *concevoir* son propre schéma, plus ou moins complexe, en assem-

(1) Le cas échéant, il suffira de se reporter à notre « Cours Moderne de Radio Electronique ».

blant les diverses parties, les différents étages, étudiés successivement au cours du chapitre IV. Il compose ainsi aisément, par lui-même, le schéma de son choix, avec ou sans perfectionnements ou circuits annexes facultatifs.

La technique du double changement de fréquence sera étudiée également au cours du chapitre VIII, et nous y reviendrons aux chapitres XIV et XV avec la réception des V.H.F. et des U.H.F. par bloc adaptateur (soit : premier changement de fréquence par l'adaptateur et second changement de fréquence par celui du récepteur proprement dit).

Profitons de l'occasion pour préciser que l'on classe dans les V.H.F., les fréquences comprises entre 30 et 300 MHz, l'abréviation U.H.F. étant alors réservée aux fréquences supérieures à 300 MHz.

CHAPITRE IV

ETUDE DES ELEMENTS D'UN RÉCEPTEUR O.C.

§ 1. — Le Q d'une self-inductance

Le facteur de qualité (1) d'une bobine se désigne par Q et sa valeur est donnée par l'expression :

$$Q = \frac{2\pi f L}{R}$$

Dans cette formule, $2\pi f = \omega$ représente la pulsation à la fréquence f en hertz. Le numérateur $2\pi f$ L représente l'impédance ou réactance de la bobine L (L en henrys) à la fréquence f et R (en ohms), sa résistance ohmique propre (résistance en courant alternatif) (2).

Plus Q possède une valeur élevée, meilleure est la bobine. Cette valeur est inversement proportionnelle à la résistance R ; d'où l'intérêt de réduire R au maximum (emplois de fil divisé, tube de cuivre, etc.). Un bobinage à une seule couche doit, en général, avoir une longueur comprise entre son diamètre et le double de celui-ci ; c'est dans ces conditions que l'on obtient les coefficients de surtension maxima.

Une bobine réalisée sans support est préférable à une bobine construite sur un mandrin. Mais le nombre élevé de spires empêche parfois une telle réalisation : la rigidité n'est plus suffisante, le bobinage peut vibrer, se déformer, provoquant des variations dans l'étalonnage. Dans le cas de l'utilisation d'un mandrin-support, ce dernier devra présenter un angle de perte minimum en H.F. avec un volume aussi réduit que possible, et offrir également le minimum de points de contact avec le conducteur constituant l'enroulement (mandrins à section hexagonale). Le diamètre de ce conducteur doit être maximum (effet pelliculaire), mais cependant compatible avec le diamètre du bobinage. Quant au pas (3) de l'enroulement, il est déterminé par la longueur optimum à donner à la bobine. On le choisit, en général, compris entre une et deux fois le diamètre du conducteur.

(1) On l'appelle également *facteur de surtension*, que l'on désigne par S.

(2) On se rappelle que le courant alternatif tend à se propager uniquement à la surface des conducteurs. La résistance en courant alternatif haute fréquence R_h d'un fil, s'exprime par unité de longueur, suivant la relation :

$$R_h = \frac{1}{2\pi r c a}$$

r étant le rayon du fil employé,
c sa conductibilité (inverse de la résistivité),
a le coefficient de pénétration du courant à la fréquence de travail f.

$$a = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu c f}}$$

(μ perméabilité du métal constituant le fil.)

§ 2. — Circuit oscillant Pertes et qualité

Dans le calcul de l'impédance d'un circuit oscillant (bobine et condensateur en parallèle), le facteur caractérisant le condensateur est, pour ainsi dire, négligeable. Le fac-

(3) Ne pas confondre le pas avec l'écartement entre spires (le pas étant égal à l'écartement entre une spire plus le diamètre du fil).

teur Q est le plus important ; il caractérise un circuit antirésonnant au même titre que la bobine en faisant partie. La sélectivité est maximum lorsque l'impédance ωL est forte (c'est-à-dire Q grand).

D'autre part, la tension aux bornes du circuit antirésonnant est proportionnelle à Q ; en effet, à la résonance, l'impédance est proportionnelle au facteur de surtension.

Dans un circuit oscillant, on cherche toujours pour faire Q le plus élevé possible, à avoir un rapport L/C très grand (gain élevé et meilleure sélectivité). Mais il ne faut pas trop abuser dans ce sens, car la stabilité s'en ressent rapidement. En fait, si la capacité C est très faible (1), la plus légère variation de celle-ci entraîne une variation importante dans le circuit.

Les pertes dans les condensateurs à air sont souvent négligeables, mais un condensateur variable, par exemple, possède nécessairement un diélectrique solide, si faible soit-il, constitué par la liaison mécanique entre les armatures fixe et mobile. Ce diélectrique est le siège de pertes, puisqu'il est situé entre deux potentiels différents, et l'on fait appel, pour leur calcul, à la notion de résistance équivalente, ou résistance qu'il faudrait placer en série dans le circuit oscillant pour obtenir les mêmes pertes. L'expression de cette résistance augmente donc rapidement avec la fréquence.

La bobine et la capacité d'un circuit oscillant sont toujours reliées et connectées aux électrodes de la lampe ou du transistor du montage par des conducteurs qui, eux aussi, sont le siège de pertes non négligeables.

Les fils de connexion trop longs, voisinant avec la masse, écrasés dans un blindage de trop faible diamètre (2), tirebouchonnant pour arriver aux électrodes, ne peuvent qu'apporter des pertes supplémentaires néfastes au bon rendement d'un montage.

Le tube ou le transistor introduit, en parallèle sur le circuit oscillant, sa propre impédance d'entrée.

(1) Dans C, il faut voir non seulement la capacité du condensateur proprement dit, mais aussi toutes les capacités parasites, capacités de câblage, etc.

(2) Pratiquement, le blindage doit être distant du bobinage d'au moins une fois et demie le diamètre de ce dernier.

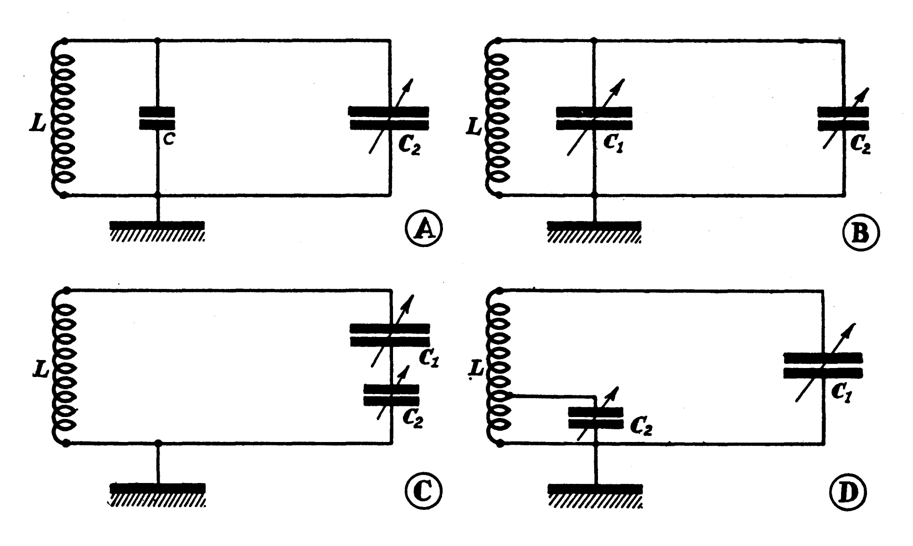


Fig. IV-1

Or, une résistance R en shunt sur un circuit équivaut à une résistance R' en série de valeur :

$$R' = \frac{1}{C^2\omega^2R}$$

Cela est encore plus vrai dans le cas d'un transistor bipolaire où la résistance shunt apparente d'amortissement est beaucoup plus faible qu'avec une lampe.

Enfin, n'oublions pas les soudures, qui doivent être absolument parfaites, réalisées avec un fer très chaud (connexions *soudées* et non « collées »). Se méfier des pellicules de résine formant parfois gaine isolante sous un amas d'étain !

§ 3. — Quelques méthodes de band-spread

Tout système de « band-spread » doit permettre un étalement de la bande choisie sur le plus grand nombre de divisions du cadran. Le repérage des stations entendues se fait alors d'une manière plus précise et plus rapide.

Nous donnons (fig. IV-1 A, B, C, D) quatre méthodes de band-spread parmi les plus courantes, que nous livrons sans grands commentaires. Remarquons simplement que, hormis le montage A, les autres systèmes présentent l'inconvénient suivant : les degrés de repère du condensateur de band-spread C_2 varient avec le réglage du condensateur variable C_1.

D'autre part, le montage A, s'il ne présente pas ce défaut, exige un jeu de bobines accordées LC très important pour couvrir une gamme donnée.

Notons cependant un compromis adopté par certains constructeurs (Meissner, U.S.A., par exemple) qui consiste à utiliser un C.V. d'une capacité réduite de l'ordre de 100 à 200 picofarads. Ce procédé permet un léger étalement, que l'on parfait par une aiguille trotteuse sur le cadran, pour faciliter encore le repérage.

Outre ce dernier procédé réalisant un étalement « mécanique » si l'on peut dire (démultiplication importante pour la commande manuelle et utilisation d'une trotteuse fortement multipliée pour le repérage et l'étalement), c'est généralement le système de la figure IV-1 en B le plus employé. Dans le cas des ondes décamétriques, on a C_1 de 150 à 250 pF, avec condensateur d'étalement C_2 de 10 à 15 pF. Pour le recalage de l'étalonnage, l'utilisation d'un oscillateur de référence à quartz de 100 kHz est recommandée (voir § 14).

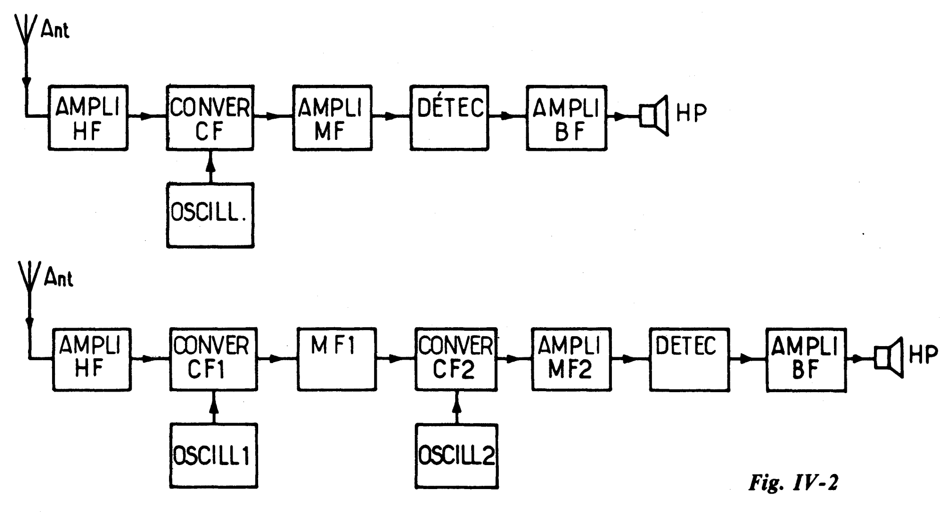


Fig. IV-2

L'étude que nous allons aborder maintenant se rapporte principalement aux montages modernes à changement de fréquence ; nous aborderons successivement chaque partie d'un récepteur de trafic, en supposant connue de nos lecteurs, la théorie du superhétérodyne classique, appareil de base.

Les schémas-blocs de la figure IV-2 remettent en mémoire la conception d'un récepteur changeur de fréquence et celle d'un récepteur à double changement de fréquence.

Dans cette étude, l'examen de chaque étage sera souvent mené parallèlement avec lampe ou avec transistor.

§ 4. — L'amplificateur haute fréquence

Un étage amplificateur H.F. convenablement réglé augmente d'abord la sensibilité d'un récepteur, en réduisant le bruit de fond, dans la mesure où la lampe ou le transistor équipant cet étage présente lui-même un rapport « signal/souffle » élevé.

Le second rôle de cet étage se rapporte à la sélectivité. Certes, la sélectivité essentielle d'un récepteur de trafic découle surtout de ses étages amplificateurs à moyenne fréquence ; néanmoins, en ce qui concerne la sélectivité globale, l'étage amplificateur H.F. a aussi son rôle important. C'est ainsi que par cet étage, on doit éliminer, du signal à amplifier, toutes les émissions de fréquences voisines qui pourraient le brouiller (ou tout ou moins, déjà les affaiblir le plus possible). Ensuite, cet étage amplificateur H.F. doit supprimer la fréquence-image qui résulte du principe même du changement de fréquence, et qui pourrait gêner la réception.

En outre, la lampe ou le semi-conducteur équipant cet étage d'entrée H.F. doit présenter le plus faible taux possible de transmodulation ; en effet, c'est essentiellement dans cet étage que naît la redoutable transmodulation dont il est impossible de se débarrasser...

Dans un récepteur de trafic travaillant avec une moyenne fréquence de valeur comprise entre 420 et 490 kHz, l'étage H.F. est indispensable. Pour la réception des fréquences de 28 MHz et plus, deux étages

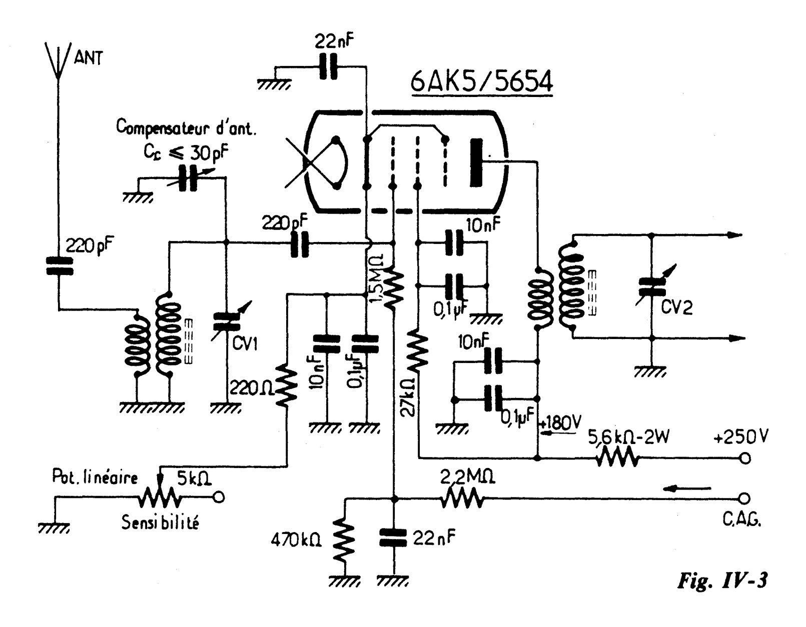


Fig. IV-3

sont préférables (réalisation plus délicate, cependant).

Mais, il n'est pas conseillé de dépasser deux étages amplificateurs H.F. en raison du manque de stabilité qui se manifeste alors.

Si l'on utilise une moyenne fréquence de l'ordre de 1 500 à 1 600 kHz, un seul étage H.F. fournit un rapport signal/image tout à fait acceptable jusqu'à la bande 30 MHz.

On peut, d'autre part, obtenir une amplification très sensible, même sur les bandes supérieures à 14 MHz, en employant des tubes haute fréquence spéciaux tels que les 6AK5, 6BZ6, etc. Voir détails complémentaires au § 16 du présent chapitre.

Pour accroître encore sensibilité et sélectivité, on adopte parfois la réaction H.F. ; l'accord devient alors très pointu, et il est difficile de faire de la commande unique. Le problème de l'alignement se complique rapidement, et il est parfois sage de se borner aux réglages séparés.

Sur la figure IV-3, nous donnons le schéma de l'un des meilleurs montages d'amplificateurs H.F. ; il est équipé d'un tube 6AK5 et il convient de façon excellente sur toutes les bandes décamétriques (de 3,5 à 30 MHz).

Dans ce schéma de principe, comme d'ailleurs dans tous ceux qui vont suivre, les détails de commutations de bandes (changement de bobinages) ont été volontairement omis pour la clarté du dessin.

Nous rappelons que sur un récepteur OC, il est toujours recommandé de shunter tous les condensateurs de fuite du type papier, mylar ou film plastique, par des capacités de faibles valeurs (10 à 22 nF) de type mica ou céramique ; c'est d'ailleurs ce qui a été représenté sur la figure.

Tous les retours à la masse doivent se faire en un point commun unique pour l'étage considéré ; les connexions d'entrée et de sortie (grille et plaque ici) ne voisineront pas.

Si l'on ne prévoit pas de réducteur de sensibilité, la base de la résistance de polarisation de cathode (220 Ω) doit aboutir à la masse directement.

Compensateur d'antenne

Sur un récepteur OC, l'antenne, par sa longueur, a tendance à désaccorder le circuit d'entrée du premier étage (amplificateur H.F.). D'autre part, si la bande de fréquences couverte par la rotation du C.V. est importante, il est difficile d'obtenir un alignement correct vers les fréquences les moins élevées (l'alignement se faisant toujours en bas de gamme, c'est-à-dire vers les fréquences les plus élevées).

Pour remédier à ces deux petits inconvénients, il est intéressant de monter, en parallèle sur la cage du C.V. accordant l'*étage d'entrée,* un condensateur variable à air C_c (type miniature) de 30 pF de capacité maximum. Ce dernier condensateur a sa commande sortie sur le panneau avant du récepteur, permettant ainsi son réglage séparé. Par la manœuvre de ce condensateur, on est certain que l'accord de l'étage H.F. d'entrée est correct ; on compense ainsi l'effet de l'antenne et les défauts d'alignement toujours possibles. L'accord correct est indiqué soit par l'indicateur cathodique, soit par le « S mètre » du récepteur.

L'alignement des circuits H.F. de chaque gamme du récepteur devra être refait, après l'installation du dispositif. Les trimmers de réglage des circuits H.F. devront, naturellement, présenter une capacité moindre. Refaire cet alignement, le C.V. compensateur étant à mi-course environ.

•

Etage H.F. cascode

L'amplificateur H.F. cascode comporte deux triodes ; la première est utilisée normalement ; la seconde fonctionne en amplificatrice « grille à la masse » attaquée par la cathode.

Le montage cascode a été conçu pour les fréquences très élevées (V.H.F. et U.H.F.) comme amplificateur d'entrée pour ces récepteurs spéciaux. Ce n'est qu'après, bien après, que certains auteurs ont préconisé l'emploi du montage cascode même sur les récepteurs de trafic ordinaires pour ondes décamétriques (de 10 à 100 m).

Il est certain que l'amplificateur cascode est extrêmement intéressant sur V.H.F. (sur 144 MHz, par exemple), du fait du rapport « signal/souffle » très favorable qu'il apporte. Ceci est indiscutable.

Sur ondes décamétriques, c'est une autre affaire : il y a des partisans et il y a des détracteurs.

Nous pensons que le cascode n'est vraiment intéressant que sur des fréquences supérieures à 30 MHz, et voici pourquoi : Sur les fréquences inférieures à 30 MHz, une bonne pentode (genre 6BY7, 6BZ6 ou 6AK5-5654) donne un gain supérieur au montage cascode et un souffle aussi réduit.

De plus, si l'on utilise des circuits accordés de grande qualité (Q élevé), le montage amplificateur H.F. va accrocher ; il faudra donc neutrodyner. Or, le neutrodynage n'est valable que pour des plages de fréquences réduites, ce qui n'est pas toujours le cas des bandes des récepteurs de trafic pour ondes décamétriques. Il faudrait donc prévoir un réglage supplémentaire pour ce neutrodynage, ou le faire varier simultanément de façon convenable, ou... utiliser des circuits accordés très amortis, donc de qualité Q... douteuse !

En outre, les triodes du montage cascode ne permettent pas d'obtenir une sélectivité d'entrée aussi grande qu'une pentode. La réjection en souffre, et attention à la fréquence image !

Toutes les remarques qui précèdent se rapportant notamment à la sélectivité d'entrée nécessaire pour une bonne atténuation de la « fréquence-image », s'appliquent principalement aux récepteurs de trafic à *simple* changement de fréquence. Il est bien évident que dans le cas d'un récepteur à *double* changement de fréquence où la réjection de la « fréquence-image » est plus importante du fait de la valeur élevée de la « première M.F. », la question de la sélectivité requise à l'entrée se pose avec moins d'acuité. On peut alors envisager beaucoup plus librement, si on le désire, l'utilisation d'un étage amplificateur H.F. du type cascode.

•

La transmodulation dans les étages H.F.

Avant de poursuivre par l'examen de quelques montages pratiques d'amplificateurs H.F. équipés de transistors, il nous semble opportun de rappeler ce que sont *intermodulation* et *transmodulation,* phénomènes qui prennent hélas souvent une proportion considérable dans les récepteurs à semi-conducteurs.

Les caractéristiques non-linéaires d'un transistor *surchargé* sont les causes de ces deux phénomènes indésirables.

Une première sorte de transmodulation, (ou cross-modulation) dite type A ou intermodulation, se manifeste, par exemple, lorsque deux émissions de fréquences différentes F_1 et F_2 donnent naissance, après passage dans le transistor amplificateur H.F., à des fréquences résultantes $F_1 \pm F_2$ qui se trouvent dans la bande de réception du récepteur considéré. De telles combinaisons peuvent aussi se produire entre les harmoniques des signaux fondamentaux F_1 et F_2.

Une seconde sorte de transmodulation, plus fréquente et plus gênante, dite type B, se manifeste de la façon suivante : Supposons un récepteur accordé sur un certain signal, que nous appellerons le *signal désiré* et qui est en général une onde entretenue modulée à fréquence audible (radiotéléphonie). Un second signal, appelé pour fixer les idées, le *signal inutile,* de fréquence différente de celle du premier (différence de l'ordre de 30 à 50 kHz ou davantage, par exemple) attaque lui aussi le premier transistor H.F. On suppose également que la sélectivité du système d'accord M.F. et la différence des fréquences des deux signaux considérés sont telles que, en l'absence du signal désiré, le signal inutile est *inaudible.* La transmodulation de type B peut alors se manifester de la façon suivante :

— Si le signal désiré apparaît sous la forme modulée (téléphonie), les deux modulations sont entendues à la fois.

— Si le signal désiré n'est pas modulé (simple onde porteuse), la modulation du signal inutile est entendue.

— Et redisons bien que si la porteuse du signal désiré disparaît, toute audition du signal inutile voisin disparaît également.

Ce phénomène est très sensible au voisinage d'émetteurs puissants ou d'émetteurs éloignés mais arrivant puissamment avec un champ important, ainsi que lors de l'utilisation d'antennes relativement longues (surcharge du transistor d'entrée).

Il convient de noter tout de suite que même en faisant intervenir ensuite des étages M.F. extrêmement sélectifs, rien ne pourra améliorer cette situation : transmodulation et intermodulation subsisteront toujours.

A cela, il faut encore ajouter la richesse en harmoniques de l'oscillateur de l'étage changeur de fréquence faisant suite (« effet de diode » du transistor), harmoniques importantes qui peuvent aussi, par battement, amener des réceptions indésirables (battement dont la fréquence résultante correspond à la valeur M.F.).

Nous ne noircissons pas le tableau à plaisir ! Pour s'en convaincre, il suffit de faire l'expérience suivante : Prenons un bon modèle de récepteur à transistors comportant une gamme OC. Avec son antenne télescopique incorporée, il fonctionne relativement bien... tout au moins dans les bandes « radiodiffusion ». Connectons une antenne extérieure, une antenne néanmoins relativement courte (6 à 8 mètres, par exemple), à la prise réservée à cet effet. La sensibilité *paraît* extraordinaire ! On capte une foule de choses... mais n'importe quoi, et tout en même temps ! D'où, réceptions franchement inutilisables.

Tout cela veut dire :

a) qu'un véritable récepteur *de trafic* OC à transistors doit être conçu avec beaucoup de soins, en tenant compte des points capitaux que nous venons d'exposer, et notamment en évitant toute surcharge de l'étage H.F. d'entrée ;

b) qu'il doit être conçu en fonction de ses conditions particulières d'emploi en déterminant bien par avance ce qu'on attend de lui ;

c) que, de toutes façons, une telle réalisation reste donc délicate et difficile, dans l'état actuel de la technique, pour l'atteinte de la perfection dans les performances.

Lorsque nous disons d'éviter toute surcharge de l'étage H.F. d'entrée, nous pensons notamment à l'*antenne*. En effet, le plus souvent dans les stations d'amateurs, c'est l'antenne d'émission qui est commutée sur le récepteur lors des périodes d'écoute. Or, dans le cas des récepteurs à transistors, cette antenne se montre généralement excessive (trop longue) et provoque la surcharge redoutée. Il est donc nettement préférable que le récepteur dispose de sa propre antenne et que cette antenne soit d'une longueur beaucoup plus modeste.

Ce point capital concernant l'antenne étant précisé, nous allons maintenant examiner ce que l'on peut faire du point de vue conception de l'étage H.F. proprement dit. Pour cela, remémorons-nous bien les principaux faits suivants :

1° La transmodulation est essentiellement provoquée par les caractéristiques non-linéaires de l'étage amplificateur H.F.

2° Le taux de la modulation indésirable transférée sur le signal désiré est proportionnel au carré de l'amplitude du signal perturbateur.

3° Ce même taux de modulation indésirable transférée sur le signal désiré est indépendant de l'amplitude de ce dernier.

Circuits examinés

Pour analyser le comportement des étages amplificateurs H.F. vis-à-vis des phénomènes de transmodulation en général, cinq montages types équipés de différents semiconducteurs ont été réalisés, puis soumis aux essais et mesures.

Ces montages sont représentés successivement sur les figures de 1 à 5 de la planche IV-4. Nous avons :

Figure 1 : Montage utilisant un transistor à jonction à effet de champ (JFET) type MPF 106. Gain maximum pour C.A.G. = 0 V ; gain minimum pour C.A.G. = 6 V.

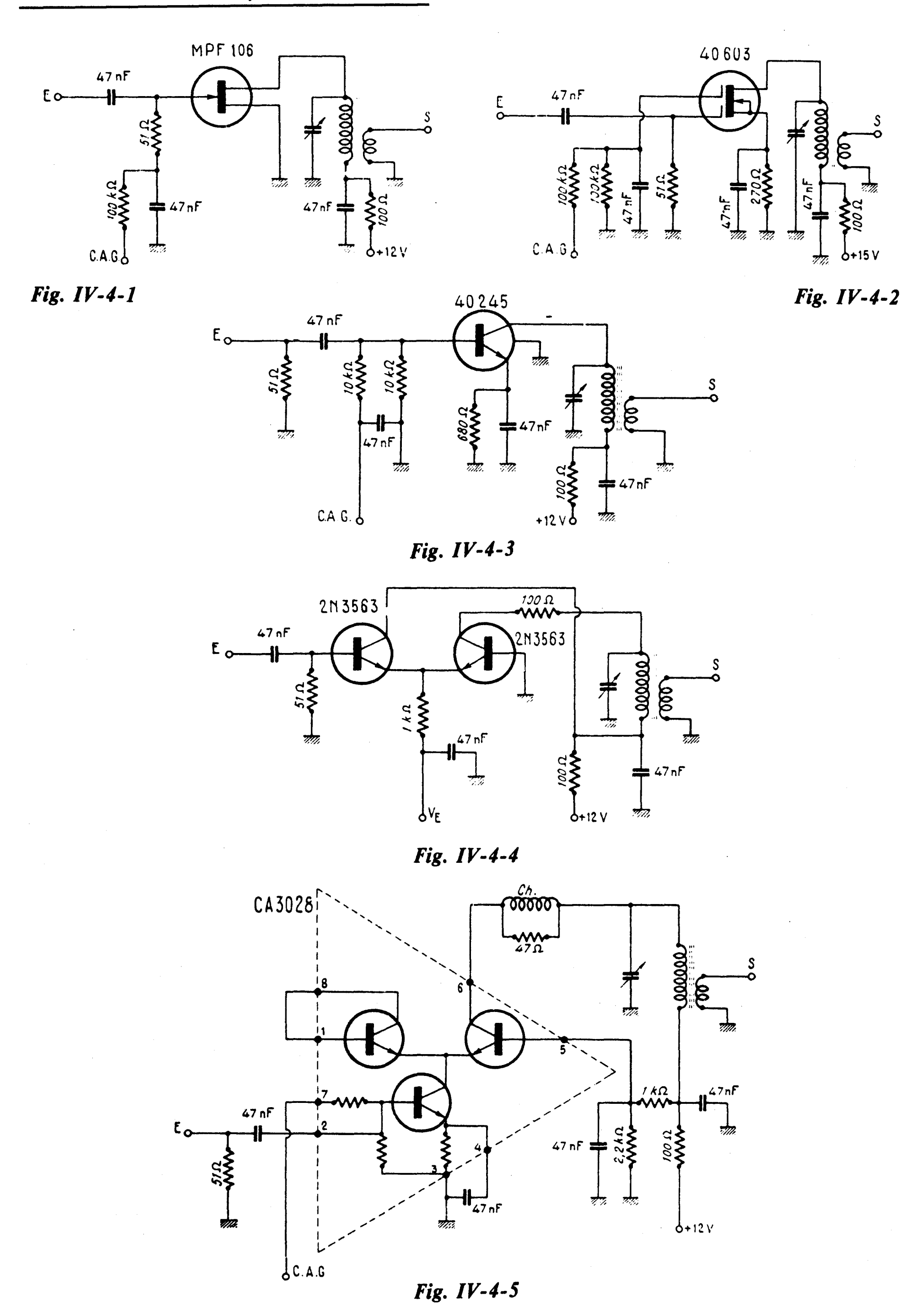


Fig. IV-4-1

Fig. IV-4-2

Fig. IV-4-3

Fig. IV-4-4

Fig. IV-4-5

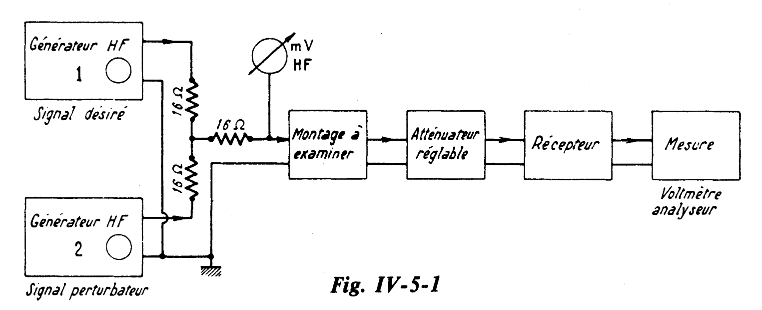


Fig. IV-5-1

Figure 2 : Montage avec transistor MOS-FET à double porte, type 40603. Gain maximum pour C.A.G. = + 4 V ; gain minimum pour C.A.G. = – 2 V.

Figure 3 : Montage utilisant un classique transistor bipolaire NPN type 40245. Gain minimum pour C.A.G. = 0 V ; gain maximum pour C.A.G. = + 8,2 V.

Figure 4 : Montage à deux transistors classiques, du type 2N3563, couplés par le circuit d'émetteurs. Gain maximum pour Ve = – 6 V ; gain minimum pour Ve = 0 V.

Figure 5 : Montage comportant un circuit intégré, type CA3028, utilisé en connexion cascode. Gain maximum pour C.A.G. = + 12 V ; gain minimum pour C.A.G. = 0 V.

Tous ces circuits amplificateurs expérimentaux sont conçus de la même façon, à savoir :

— Circuit d'entrée non accordé constitué par une résistance de 51 ohms ;
— Circuit de sortie accordé comportant un enroulement secondaire sortant sur une impédance de l'ordre de 50 ohms.

Les montages des figures 4 et 5 nécessitent des dispositifs de stabilisation destinés à éviter des auto-oscillations parasites. C'est le rôle de la résistance de 100 ohms intercalée dans le collecteur du second transistor 2N3563 (fig. 4) ; c'est aussi le rôle de la bobine d'arrêt *Ch* (6 tours de fil de cuivre sous soie de 4/10 de mm enroulés sur le corps d'une résistance de 47 ohms) de la figure 5.

Il va sans dire que dans leurs applications réelles *pratiques,* tous ces montages d'amplificateurs H.F. ne comportent pas un circuit d'entrée constitué par une simple résistance de 51 ohms (disposition adoptée pour faciliter les mesures), mais bien un circuit L C correctement accordé sur la fréquence à recevoir.

Procédé de mesure

La disposition adoptée pour les mesures est schématisée sur la figure IV-5-1.

Le montage à examiner est relié à deux générateurs H.F. par l'intermédiaire d'un groupement de trois résistances de 16 ohms déterminant approximativement une impédance de 50 ohms. Chaque générateur est modulé à 1 000 Hz avec un taux de 30 %.

Le signal désiré, choisi à 3,55 MHz, est fourni par le générateur 1 accordé sur cette fréquence. Le signal non désiré, choisi à 1,55 MHz, est fourni par le générateur 2 réglé sur cette seconde fréquence.

Le circuit à examiner, réglé sur 3,55 MHz, est polarisé pour l'obtention du gain *maximum* (atténuation = 0 dB). Ensuite, nous avons un atténuateur réglable qui permet d'ajuster la valeur des signaux en sortie du montage amplificateur à examiner à un niveau tel qu'ils puissent être correctement amplifiés, sans saturation, par le récepteur faisant suite. Enfin, les signaux BF (1 000 Hz) à la sortie du récepteur sont mesurés par un voltmètre électronique analyseur, c'est-à-dire un voltmètre « sélectif » accordé sur 1 000 Hz et ne mesurant que les signaux correspondant à cette fréquence.

L'examen des divers montages va consister à mesurer la tension efficace du signal H.F. modulé indésirable nécessaire pour provoquer 5 % de cross-modulation sur le

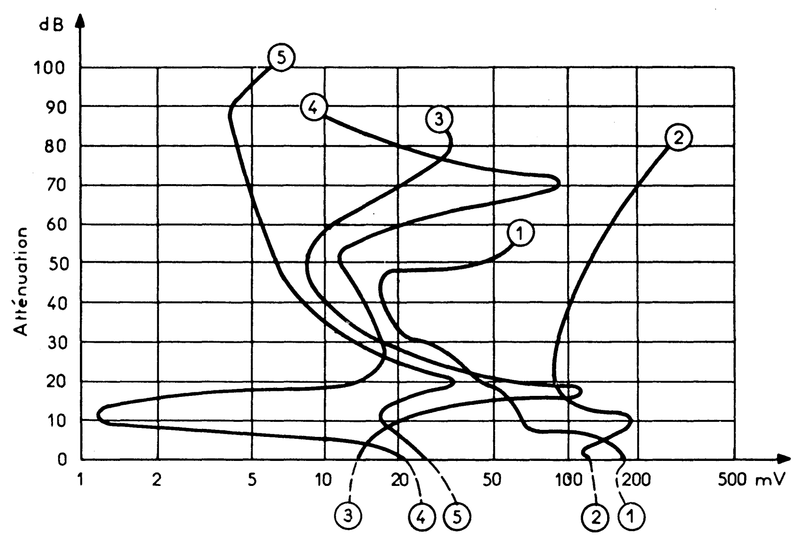


Fig. IV-5-2

signal utile (désiré), et ce, pour différentes atténuations ou réductions de gain par la C.A.G. du circuit amplificateur H.F. en étude.

Initialement, le générateur 2 (signal perturbateur) a son niveau de sortie réglé à zéro, et l'on ajuste la tension du générateur 1 (signal désiré) à 5 mV-H.F.

Le récepteur est soigneusement accordé sur le signal désiré et par le réglage de son potentiomètre BF, on cherche à obtenir une déviation de 100 sur le voltmètre-analyseur.

Puis, la *modulation* du signal désiré est coupée ; le générateur 1 n'émet donc plus qu'une onde pure non modulée. Ensuite, on augmente progressivement le niveau de sortie du générateur 2 (signal perturbateur *modulé*) jusqu'à l'obtention d'une déviation de 5 sur le voltmètre-analyseur.

Avec cette déviation de 5 pour celle de 100 déterminée précédemment, c'est donc une transmodulation de 5 % qui se manifeste. La tension de sortie (en millivolts HF) du générateur 2 nécessaire pour obtenir cette transmodulation de 5 % est alors notée ; puis ce signal perturbateur est de nouveau ramené à zéro.

Ensuite, le gain du montage examiné est réduit de 5 dB et, parallèlement, on diminue de 5 dB l'atténuation apportée par l'atténuateur réglable faisant suite, afin que le même niveau soit obtenu à la sortie du récepteur. Et l'on recommence, comme précédemment, la mesure du niveau du signal perturbateur pour l'obtention de 5 % de transmodulation, et ainsi de suite de 5 en 5 dB.

Cette succession de mesures est ensuite exécutée pour chaque type de montage amplificateur à examiner.

Les résultats de ces mesures sont exposés par les courbes de la figure IV-5-2. Ces courbes sont numérotées de 1 à 5 et elles correspondent respectivement aux montages des figures de 1 à 5 de la planche IV-4.

De l'examen de ces courbes, il ressort immédiatement que les meilleures performances sont obtenues avec le montage amplificateur de la figure IV-4-2 utilisant le MOS-FET, puisqu'il faut *au minimum* un signal perturbateur de 80 mV, dans le cas d'une réduction de gain de 20 dB, pour déterminer 5 % de transmodulation.

Une remarque intéressante (et curieuse) est à faire en ce qui concerne la courbe 3 se

rapportant au montage à transistor classique bipolaire de la figure 3. En effet, on peut noter que le taux de 5 % de transmodulation est obtenu pour 15 mV de signal perturbateur au gain maximum, pour 20 mV à 10 dB d'atténuation, et pour 110 mV à 15 dB de réduction de gain (mais pour revenir rapidement à 20 mV à 25 dB). Cette étroite pointe d'amélioration est due à un accroissement de la linéarité des conditions de fonctionnement pour cette réduction du gain vers 15 dB.

Naturellement, cette méthode de mesure vaut ce qu'elle vaut, mais elle a la *même valeur* pour tous les montages examinés et les résultats peuvent donc être valablement comparés.

Par un système de mesure très voisin dans son ensemble, on peut également appliquer le procédé pour la détermination des courbes d'intermodulation. Nous n'examinerons pas ces courbes ici, car elles ont presque les mêmes « allures » que les précédentes ; ce qui n'est d'ailleurs pas pour surprendre. En gros, on peut dire qu'un bon montage contre la cross-modulation l'est aussi vis-à-vis de l'intermodulation.

En conclusion

En revenant aux courbes de la figure IV-5-2, nous voyons que ce sont celles des montages 1 et 2 (J-FET et MOS-FET) qui sont les meilleures au point de vue transmodulation, du moins lorsqu'aucune réduction de gain n'est appliquée sur les étages amplificateurs en question. Ce qui ne doit d'ailleurs nullement surprendre nos lecteurs, la supériorité des transistors à effet de champ sur les transistors ordinaires dans ce domaine étant désormais bien connue.

Néanmoins, il faut bien le dire, en ce qui concerne la lutte contre les effets des diverses sortes de transmodulation (caractéristique importante au même titre que la sélectivité dans les récepteurs de trafic OC), les meilleurs transistors sont encore nettement inférieurs à des lampes telles que la 6AK5 ou la 6BZ6 utilisées en amplificatrices H.F. Mais s'il s'agit d'un radiorécepteur classique (radiodiffusion), on peut admettre un taux de transmodulation beaucoup plus important que dans le cas d'un récepteur de trafic OC.

En conclusion, nous pouvons tirer les règles pratiques d'utilisations et de conditions de fonctionnement suivantes :

— Eviter la saturation de l'étage d'entrée amplificateur H.F. Pour cela, ne pas utiliser une antenne trop longue, si une antenne extérieure est prévue. Si besoin est, il faut désensibiliser non pas par application d'une tension freinant le gain de l'étage, mais par utilisation d'un atténuateur réglable à résistances intercalé entre l'antenne et le premier circuit accordé.

— Eviter d'appliquer la CAG sur l'étage H.F. Comme il n'est pas recommandé, non plus, de l'appliquer sur l'étage changeur de fréquence (pour d'autres raisons : pulling, par exemple), cette commande automatique de gain ne devrait donc agir que sur les étages MF et, en conséquence, être suffisamment efficace (CAG amplifiée, par exemple).

— Un étage H.F. doit amplifier et apporter le gain maximum (meilleure sensibilité utilisable par le plus grand rapport « signal/souffle » possible). Ce gain maximum pourra être maintenu avec des étages à transistors J-FET ou MOS-FET. Avec d'autres types, il devient cependant parfois intéressant de rechercher le point où, par réduction du gain, on travaille au centre de la partie la plus linéaire de la caractéristique en réduisant ainsi les effets de transmodulation (voir courbes).

— Utiliser un circuit d'accord d'entrée aussi sélectif que possible (à Q élevé), très peu amorti, et soigneusement accordé. Prévoir un petit condensateur auxiliaire de 30 à 50 pF commandé séparément, dit condensateur d'antenne ou d'appoint, afin de toujours parfaire cet accord. Une telle disposition améliore en outre la réjection d'image et réduit le souffle par rapport au signal utile.

•

Montages pratiques à transistors

Un premier montage d'étage amplificateur H.F. est représenté sur la figure IV-6.

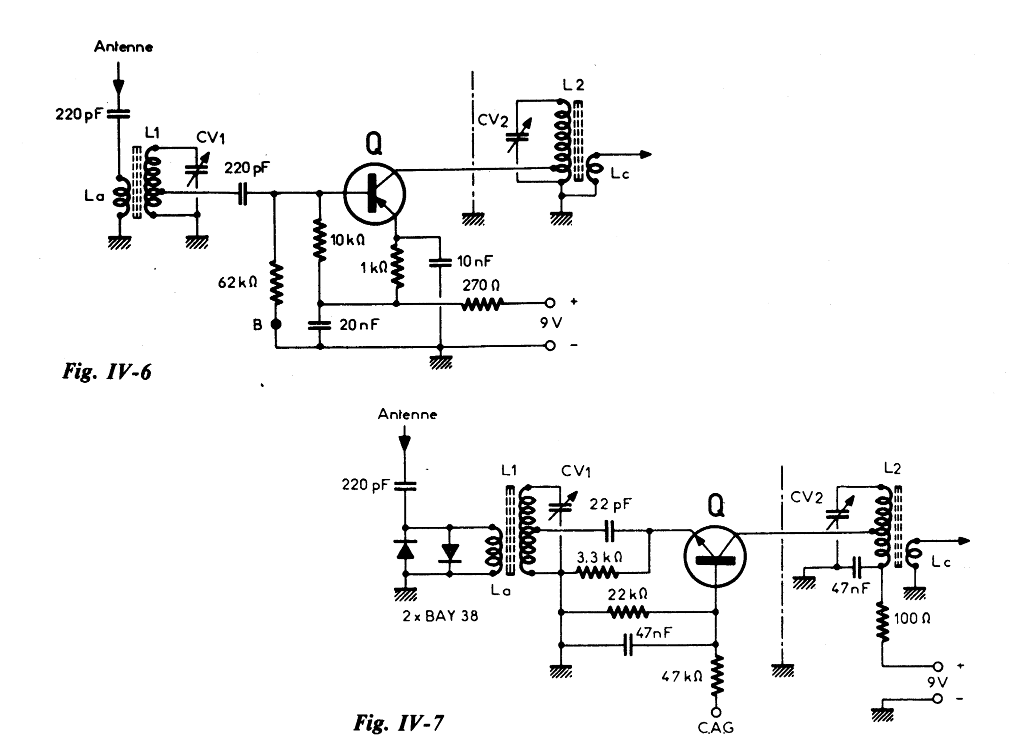


Fig. IV-6

Fig. IV-7

Le transistor Q peut être du type AF306, lequel apporte un bon gain et un faible souffle (montage en émetteur commun, entrée sur la base). Si l'on désire appliquer une réduction de gain ou une commande automatique de gain, celle-ci sera connectée au point B (au lieu de la masse) ; de même, une commande manuelle du gain peut être obtenue également en remplaçant la résistance de 270 Ω (+ 9 V) par un potentiomètre de 5 kΩ linéaire monté en résistance variable.

Si le récepteur est utilisé à proximité d'un émetteur (cas du récepteur de trafic), il est sage de monter un dispositif de protection de l'étage contre la H.F. rayonnée par l'émetteur. Ce dispositif consiste en deux diodes de commutation rapide, type BAY38 par exemple, connectées en tête-bêche, et installées sur l'entrée « antenne » comme cela est représenté pour le montage de la figure suivante.

Précisons que sur tous les schémas examinés, les détails de commutation des bobinages ont été volontairement omis.

Un autre montage amplificateur H.F. est représenté sur la figure IV-7. Ce schéma comporte un transistor Q du type BF115 ou BF594 utilisé en base commune, entrée sur l'émetteur. Ce montage est moins sensible à la surcharge d'entrée, donc à la transmodulation ; mais la sélectivité est moindre, car l'amortissement du circuit accordé d'entrée est important, et le gain d'étage est inférieur. Deux diodes genre BAY38 ou BAX21, 1N4151, etc.) montées en tête-bêche en shunt sur l'entrée « antenne » assurent la protection du transistor contre la H.F. rayonnée par l'émetteur voisin de la station.

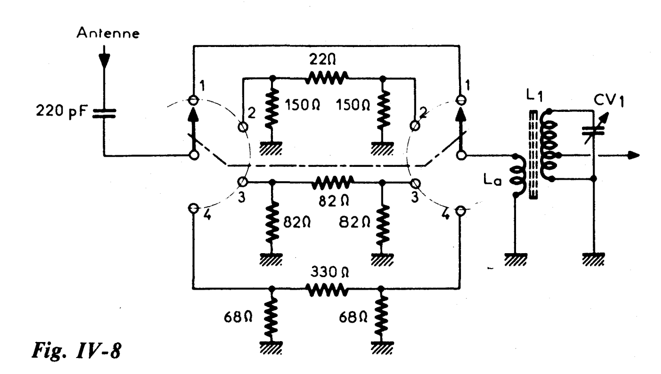


Fig. IV-8

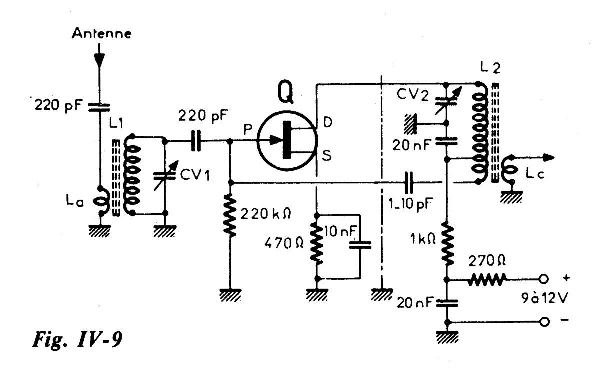


Fig. IV-9

Comme cela a été recommandé précédemment, pour minimiser les effets de transmodulation, il est intéressant de pouvoir utiliser, le cas échéant, un atténuateur à résistances dès l'entrée « antenne ». Un montage de ce genre à quatre positions (une position en liaison directe et trois positions d'atténuation) est représenté sur la figure IV-8. Toutes les résistances utilisées sont du type carbone ou à couche d'une dissipation de 0,25 W.

Une amélioration possible du point de vue transmodulation et sélectivité H.F. (avant changement de fréquence) peut être obtenue, nous l'avons vu, par l'utilisation de transistors à effet de champ, organes qui présentent des impédances d'entrée (surtout) et de sortie élevées.

Le premier montage proposé est représenté sur la figure IV-9 ; il est équipé d'un transistor FET du type 2N 3823 (Motorola). Cet étage fournit un gain important, un souffle très réduit et une faible distorsion de transmodulation. Les montages que nous avons vus précédemment (fig. IV-6 et 7) ne sont pas sujets aux accrochages ; un simple blindage de séparation (traits mixtes) entre les circuits d'entrée L_1 CV_1 et de sortie L_2 CV_2 suffit. Avec le présent montage, ce blindage est toujours nécessaire, mais il n'est pas suffisant ; il faut en outre prévoir un circuit de neutrodynage. Pour cela, la bobine L_2 du circuit de sortie est prolongée de quelques tours, et une fraction de l'énergie H.F. est reportée sur l'entrée en opposition de phase par l'intermédiaire d'un condensateur ajustable de 1 à 10 pF.

Une variante du dispositif de neutrodynage permettant une mise au point plus sou-

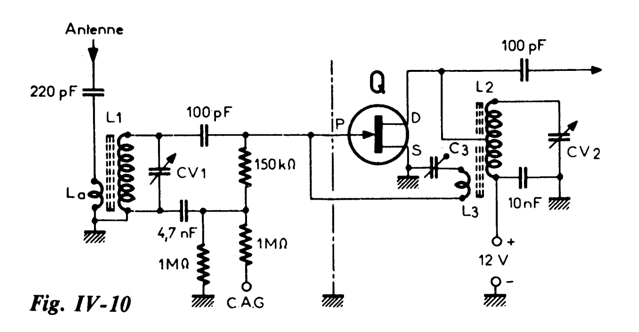


Fig. IV-10

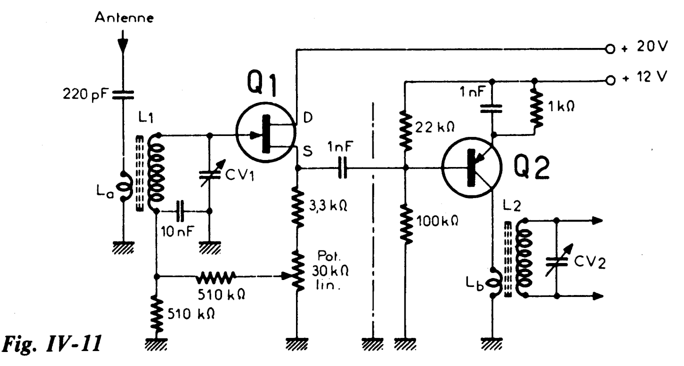


Fig. IV-11

ple, est représentée sur la figure IV-10. Les circuits accordés habituels sont L_1 CV_1 et L_2 CV_2 ; en supplément, nous avons un enroulement L_3 séparé, dit de neutrodynage, qui prélève une légère fraction du signal H.F. amplifié et que l'on applique en opposition de phase sur la porte du transistor Q (type 2N 3822 ou 2N 3823). Ce neutrodynage est dosé par le couplage entre L_2 et L_3, ainsi que par le réglage du condensateur ajustable C_3. Par le dosage judicieux de ces deux réglages, on peut supprimer l'auto-oscillation de l'étage sur une large gamme de fréquences.

Par une astuce de montage, on peut cependant se dispenser de la complication du neutrodynage... toujours délicat dans sa mise au point lorsque la bande de fréquences à recevoir est importante. Le montage préconisé est indiqué sur la figure IV-11. On utilise un transistor Q_1 (type 2N 3819, par exemple) avec sortie non accordée sur la source S ; un réglage manuel de gain peut être prévu avec un potentiomètre de 30 kΩ (facultatif). Le procédé consiste simplement à utiliser un transistor tampon Q_2 (type AF139, par exemple).

Le montage représenté sur la figure IV-12 est celui d'un amplificateur H.F. cascode équipé des transistors FET Q_1 et Q_2 (type 2N 3823), la source (S) du premier et la porte (P) du second étant reliées à la masse. La sensibilité du montage est de l'ordre de 2 μV avec une bonne réjection de transmodulation. Le transistor Q_3, de même type, équipe l'étage mélangeur du changement de fréquence. Le signal incident arrive sur la source S et l'oscillation locale est appliquée sur la porte P ; la sortie MF s'effectue dans le circuit de drain.

Un montage très intéressant d'amplificateur HF est représenté sur la figure IV-13 ; il utilise un transistor Q du type MOS-FET à double porte (type MFE3007 Motorola). Le gain en puissance théorique de l'étage est de 29 dB ; mesuré dans les bandes décamétriques, il varie entre 27 et 31 dB ; il est

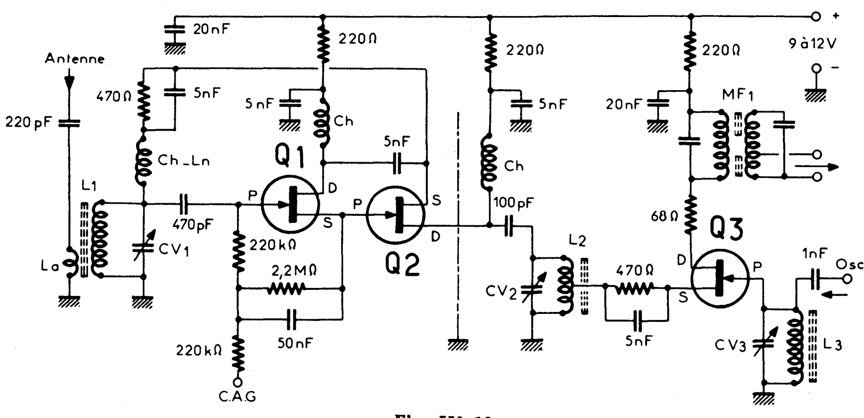


Fig. IV-12

encore de l'ordre de 23 dB à 200 MHz. Ce gain élevé s'allie à un faible souffle et à un taux très réduit de transmodulation. Le signal incident à amplifier est appliqué à la porte 1 ; quant à la porte 2, on lui applique la polarisation, ainsi que la CAG (facultativement).

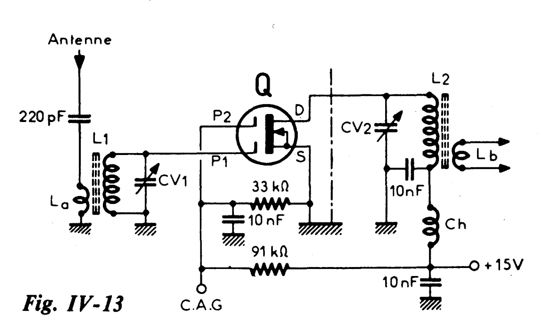


Fig. IV-13

Une variante du montage précédent est représentée sur la figure IV-14. Nous employons toujours un transistor Q du type MOS-FET à double porte ; il s'agit ici du type 40673 de R.C.A. La polarisation est obtenue par une résistance intercalée dans le circuit de source S. On y remarque aussi un potentiomètre de 50 kΩ monté en réducteur de sensibilité ; mais celui-ci peut être supprimé, la résistance de 100 Ω étant alors reliée directement à la masse.

Dans le domaine des semiconducteurs, il faut dire que les « nouveautés » vieillissent rapidement ; mais rien n'empêchera, le cas échéant, de remplacer les types indiqués par leurs correspondants plus récents.

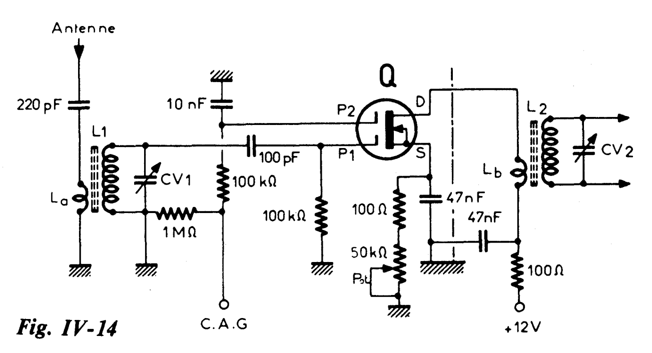


Fig. IV-14

Bibliographie.

(valable pour ce paragraphe, ainsi que pour le suivant).

Documentations C.F.T.H. — R.T.C. — R.C.A.

Radio Electronics 10/67.

Electronics World 07/67 et 03/70.

Notes d'Applications Motorola AN 410 et 478.

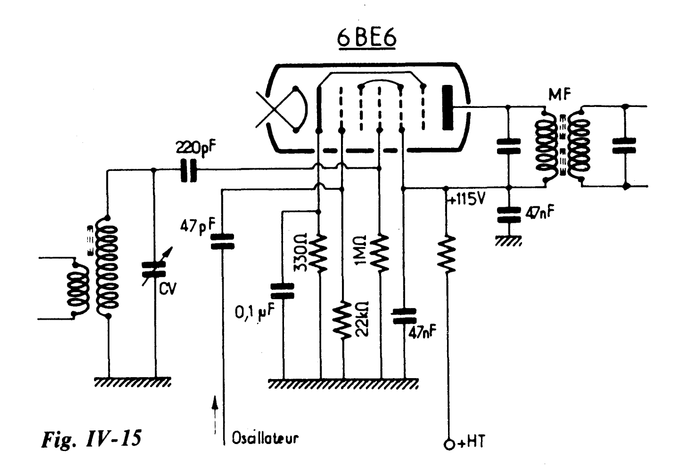


Fig. IV-15

§ 5. — Le changement de fréquence

L'inconvénient principal qu'il faut éliminer dans l'étage changeur de fréquence, est le « pulling » ou entraînement de fréquence (1), c'est-à-dire la variation de fréquence de l'oscillateur local lorsqu'on règle le circuit d'accord.

Concernant ce phénomène bien gênant, disons tout de suite que le « pulling » est encore plus important et plus ennuyeux sur VHF et UHF que sur les ondes décamétriques.

Le moyen radical pour combattre victorieusement cet inconvénient est de séparer complètement les circuits d'accord et d'oscillateur : blindages efficaces et utilisation de deux tubes ou transistors absolument indépendants.

Un autre procédé excessivement efficace, proposé par Clyde P. Brockett, consiste à faire l'injection de l'oscillation locale sur le tube mélangeur par une *liaison électronique,* en l'occurrence l'espace grille/anode d'un tube à vide quelconque.

Il existe deux procédés généraux de changement de fréquence :

Le premier, dit *changement de fréquence par détection,* dans lequel on superpose la tension d'oscillation incidente (système d'injection simultanée des deux oscillations sur la grille de commande, indiqué précédemment) ;

Le second, appelé *changement de fréquence par modulation,* dans lequel il y a modulation de la fréquence incidente par la fréquence d'oscillation locale. C'est surtout ce procédé qui jouit de la plus grande faveur.

Les mécanismes physiques de fonctionnement des deux systèmes sont différents ; mais le résultat est le même : la fréquence résultante (moyenne fréquence) est égale soit à F_2-F_1, soit à F_1-F_2 (F_1 fréquence incidente et F_2 fréquence hétérodyne locale).

Dans le changement de fréquence par modulation, l'amplitude du signal moyenne fréquence est proportionnelle au produit de la tension d'oscillation locale par la tension d'oscillation incidente. Plus la tension d'oscillation locale est importante, plus le gain de conversion est élevé. Mais on est cependant limité en ce sens dans le changement de fréquence par détection, la somme des deux tensions ne devant pas rendre la grille positive.

•

Du point de vue réalisation pratique, pour ce qui concerne les lampes, nous nous limi-

(1) Qu'il ne faut pas confondre avec le glissement de fréquence.

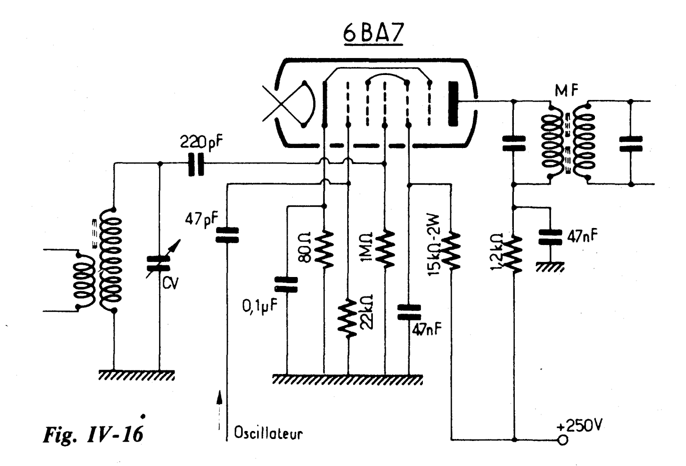


Fig. IV-16

terons à deux montages choisis parmi les meilleurs. L'un et l'autre de ces étages convertisseurs sont évidemment avec oscillateur séparé.

Le premier est représenté sur la figure IV-15 ; il est équipé d'un tube heptode 6 BE 6. Le second (fig. IV-16) comporte un tube heptode de type 6 BA7.

La connexion amenant la tension HF d'oscillation doit être la plus courte possible.

Dans une heptode utilisée en changeuse de fréquence avec oscillateur séparé, le couplage entre circuit « accord » et circuit « oscillateur » est purement électronique, ce qui fait tendre le pulling vers zéro. Voici, d'après les mesures faites par les laboratoires de la R.C.A., quelques avantages du changement de fréquence par tube convertisseur 6 B A7 avec oscillateur séparé :

1° Beaucoup moins de puissance oscillatrice nécessaire, d'où une plus grande commodité pour obtenir une oscillation locale stable ;

2° Augmentation du gain d'amplification de 5 à 8 fois environ vers 20 MHz (15 mètres) ;

3° Alignement plus facile des divers circuits accordés et sélection commode des stations, par suite de la réaction négligeable entre circuit d'accord et circuit d'oscillateur (suppression du pulling) ;

4° Sélectivité améliorée et plus grande amplification dans le premier étage M.F., du fait de la grande résistance interne du tube convertisseur ;

5° Gamme de fréquences de fonctionnement très étendue. Bons résultats à 60 MHz (5 mètres). A 40 MHz, l'amélioration en sensibilité obtenue par une 6 BA 7 est, par comparaison avec ce que donne une heptode courante, dans le rapport de 20 à 1.

Rappelons, en passant, qu'en O.C., on devra toujours donner la préférence, pour les capacités de découplage et de fuite, aux condensateurs à diélectrique mica ou céramique (naturellement non inductifs). Même remarque pour les capacités de liaison, qui seront toujours du type mica ou, mieux même, à air. Ce petit rappel s'applique aussi bien à l'étage H.F., au changement de fréquence, à l'amplificateur M.F. et à l'étage détecteur.

Enfin, il n'est pas conseillé d'appliquer la commande automatique de volume (ou antifading) sur l'étage convertisseur ; en effet, cette commande faisant varier la polarisation du tube provoque parfois, aux fréquences élevées, un glissement de fréquence de l'oscillateur local : d'abord effet Miller sur le tube mélangeur, qui, par « pulling », entraîne une dérive de fréquence de l'oscillateur.

La base des circuits accordés de grille de l'étage convertisseur sera donc reliée à la masse. D'ailleurs, un bon récepteur de trafic

comportant toujours, d'autre part, un étage H.F. et un ou deux étages M.F., l'action de la C.A.V. sera suffisamment énergique en la faisant agir uniquement sur ces étages.

En ce qui concerne les semiconducteurs, la figure IV-17 nous montre le schéma classique d'un étage convertisseur-mélangeur utilisant un transistor Q du type AF 102 ou AF 306. Le signal incident provenant de l'étage amplificateur HF est appliqué sur la base et l'oscillation locale est injectée dans le circuit d'émetteur par l'intermédiaire d'une petite bobine de couplage. Les signaux « moyenne fréquence » sont mis en évidence dans le circuit de collecteur.

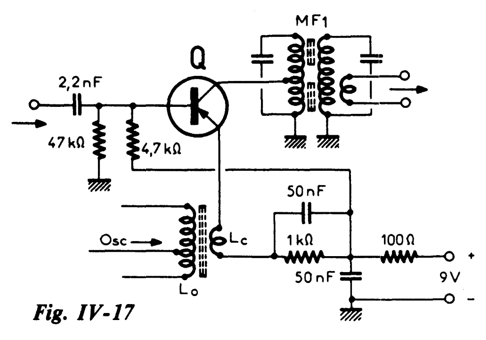
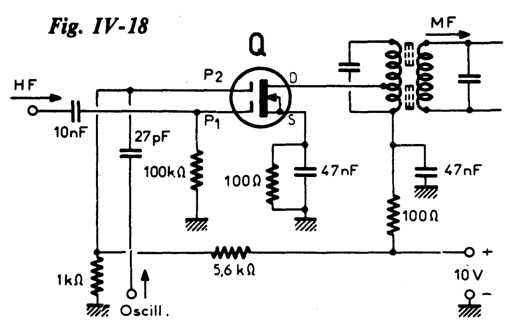


Fig. IV-17

Rappelons ici qu'un montage d'étage mélangeur utilisant un transistor FET a été vu à l'occasion de la figure IV-12 ; nous n'y reviendrons donc pas.

Nous passerons maintenant à l'examen d'un étage convertisseur à transistor MOS-FET à double porte. Le montage proposé est représenté sur la figure IV-18 et il est équipé d'un transistor du type 40673 de R.C.A. monté en source commune. Le

Fig. IV-18



signal issu de l'amplificateur HF est appliqué sur la porte 1 ; l'oscillation locale provenant de l'étage oscillateur (non représenté sur le schéma) est appliquée sur la porte 2.

Pour ce type de transistor, c'est ce mode d'utilisation qui fournit le gain de conversion le plus élevé. Les signaux convertis (signaux MF) sont mis en évidence dans le circuit de drain.

•

Outre les montages mélangeurs classiques que nous venons d'examiner, nous devons également citer ici les mélangeurs :

- équilibrés à transistors ;
- équilibrés à diodes ;
- équilibrés à tube 7360 ;
- équilibrés à circuit intégré.

Nous aurons l'occasion de rencontrer de tels montages au cours de cet ouvrage.

§ 6. — L'oscillateur

La qualité primordiale de l'étage oscillateur est sa stabilité ; ce point est particulièrement important, car de lui dépend la stabilité de tout le récepteur. Cet étage sera, autant que possible, blindé très efficacement par des écrans en aluminium, l'isolant électromagnétiquement et électrostatiquement du reste du récepteur. Pour pousser au maximum cette stabilité électrique, il faudrait adopter un rapport L/C aussi faible que possible (condensateur variable de forte valeur). Mais néanmoins, on est limité dans la valeur de ce rapport, si l'on utilise la commande unique (exigences de l'alignement). La valeur de l'oscillation ne doit être ni trop faible — afin de pouvoir fournir au tube convertisseur une tension H.F. suffisante pour le moduler à fond sur toutes les gammes — ni trop forte, ce qui entraînerait une augmentation des harmoniques de l'oscillateur, créant de nombreux sifflements.

En général, n'importe quel système d'oscillateur, pourvu qu'il présente la qualité « stabilité » requise, convient pour un

changeur de fréquence. Nous nous limiterons cependant aux montages les plus couramment mis en œuvre dans les récepteurs de trafic.

Oscillateur Colpitts à transistor

Les meilleurs résultats aux points de vue constance des oscillations et stabilité en fréquence sont généralement obtenus avec le montage Colpitts représenté sur la figure IV-19 (base du transistor Q type AF 306 à potentiel HF nul). Le rapport des capacités C_1–C_2 est très important pour l'entretien des oscillations et leur stabilité.

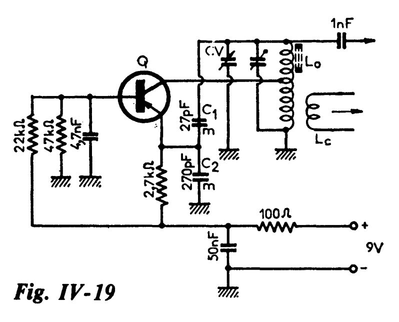


Fig. IV-19

Théoriquement, la capacité de C_2 doit être d'autant plus grande que la fréquence générée est faible ; toutefois, les valeurs indiquées conviennent généralement bien de 3 à 30 MHz. La prise de collecteur sur la bobine L_o est aussi très importante pour la stabilité des oscillations. Cette prise doit être aussi proche que possible de la masse... tout en tenant compte cependant de l'entretien des oscillations. C'est ainsi que pour 3 MHz, cette prise peut être faite au tiers de l'enroulement par rapport à la masse, alors que pour 30 MHz cette prise doit être beaucoup plus proche du sommet de la bobine pour le maintien des oscillations.

La liaison à l'étage mélangeur peut être faite, soit par une capacité en tête de la bobine L_o, soit par l'intermédiaire d'une bobine de couplage L_c, selon l'impédance requise.

Nous avons bien dit qu'il s'agissait là d'un montage oscillateur réputé en ce qui concerne la constance des oscillations et la stabilité en fréquence. Néanmoins, d'autres montages oscillateurs sont évidemment possibles et sont parfois utilisés par les constructeurs de récepteurs de trafic.

Bien entendu, comme précédemment, les détails des commutations des bobinages ont été volontairement omis sur toutes ces figures.

Rappelons encore qu'il est fortement recommandé (disons même pratiquement obligatoire) d'alimenter l'étage oscillateur du changeur de fréquence, quel qu'en soit le schéma, à partir d'une tension stabilisée (tube à gaz dans les récepteurs à lampes ; diode Zener dans les récepteurs à semiconducteurs).

Nous avons vu qu'il était recommandé de monter une lampe séparatrice tampon entre l'oscillateur et le tube mélangeur convertisseur. Pour éviter toute réaction entre ces deux étages (notamment suppression du « pulling »), cette recommandation garde toute sa valeur dans les montages équipés de transistors. Nous en donnons plus loin un exemple dans un montage d'oscillateur de battement (B.F.O.) sur la figure IV-52, où nous avons le transistor Q_5 en oscillateur et le transistor Q_6 en tampon-séparateur. Il est bien évident que cette conception peut s'appliquer *in-extenso* dans le cas d'un oscillateur pour changement de fréquence.

Oscillateur à quartz à transistor

Dans un récepteur à *double* changement de fréquence, nous avons deux oscillateurs HF : un oscillateur à fréquence variable (commandé avec les circuits d'accord et permettant la recherche des stations) et un deuxième oscillateur à fréquence fixe. Pour ce second oscillateur, on fait généralement appel à un montage à quartz (donc parfai-

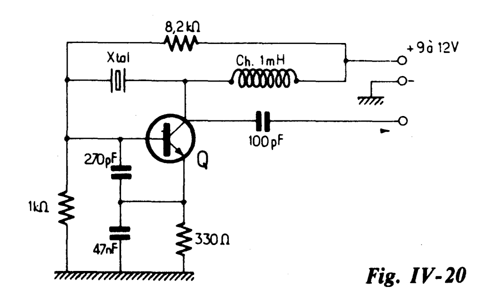


Fig. IV-20

tement stable) ; la fréquence du quartz est évidemment fonction (entre autres choses) de la valeur MF à obtenir.

Un schéma de ce genre, très répandu, est représenté sur la figure IV-20. La tension d'alimentation peut être de + 9 à + 12 volts ; le transistor Q est du type 2 N 4124 ou BF 595.

Mais il ne s'agit pas là du seul montage possible ; d'autres schémas, avec transistor FET, par exemple, seront rencontrés.

•

Nous aurons l'occasion d'examiner au cours de cet ouvrage, d'autres montages d'étages amplificateurs HF, convertisseurs changeur de fréquence, oscillateurs, notamment lors de l'étude de récepteurs complets et de réalisations commerciales. Cette remarque est également applicable à tous les autres étages d'un récepteur, étages que nous allons étudier dans la suite. Ces analyses des meilleurs schémas actuels des divers étages (schémas d'ailleurs modifiables) peuvent aussi suggérer d'intéressantes idées à nos lecteurs pour l'amélioration éventuelle de leurs appareils.

§ 7. — **L'amplificateur moyenne fréquence**

De l'amplificateur moyenne fréquence, découle la *sélectivité propre du récepteur ;* c'est lui qui réalise la discrimination entre les émissions de fréquences voisines. Il doit donc amplifier uniquement le signal M.F. que lui transmet le changement de fréquence (mais il amplifie aussi bien ledit signal que celui de l'image, et c'est pour cela qu'il faut supprimer cette dernière *avant* le changement de fréquence).

Donc, un amplificateur M.F. doit être sélectif ; mais sa sélectivité dépend du choix de la valeur de la moyenne fréquence, et ce choix est guidé par certains facteurs assez contradictoires.

Avec une moyenne fréquence de l'ordre de 400 kilohertz, on obtient une bonne sélectivité et une bonne amplification. Cette valeur est satisfaisante jusqu'à une fréquence de l'ordre de 28 MHz, à condition toutefois d'utiliser un étage H.F. (suppression de la fréquence image) et un couplage lâche entre circuit mélangeur et circuit oscillateur (réduction maximum du pulling). Il est toujours recommandé d'utiliser deux étages M.F., assurant ainsi une meilleure sélectivité et une plus grande amplification.

Avec une M.F. de l'ordre de 1500 kHz (ou davantage), l'image est éliminée jusqu'à 60 MHz et même plus, et le pulling est réduit à une valeur négligeable, à condition toutefois d'utiliser un montage changeur de fréquence adéquat (tubes convertisseur et oscillateur séparés, couplage lâche). Mais avec une telle M.F., la sélectivité et l'amplification sont faibles, et il faut utiliser *au moins* deux étages d'amplification. Cette valeur de moyenne fréquence sera donc réservée aux récepteurs spéciaux utilisés à la réception des ondes de 15 mètres et au-dessous.

Ces exigences contradictoires sont résolues avec la technique du double changement de fréquence : le premier changement de fréquence fournit une « moyenne fréquence » de valeur élevée assurant une grande réjection de la fréquence-image et une absence de pulling ; cette première MF est soumise à un second changement de fréquence qui la convertit en une deuxième « moyenne fréquence » de faible valeur permettant une grande amplification sans problème et l'obtention d'une bonne sélectivité.

Le schéma d'un amplificateur MF classique est représenté sur la figure IV-21 ; il comporte deux étages avec les transistors Q_1 et Q_2 du type AF 127. La détection est assurée par une diode AA 119 qui fournit également la tension de C.A.G. En cas d'accrochage des étages, on peut monter des condensateurs de neutrodynage C_n de 5 à 8,2 pF, comme il est indiqué en pointillés.

Normalement, R_1 = 100 kΩ et R_2 = 18 kΩ. Mais pour une action plus énergique de la C.A.G., la modification suivante est possible : R_1 est ramenée à 22 kΩ et R_2 est supprimée ; puis on monte une résis-

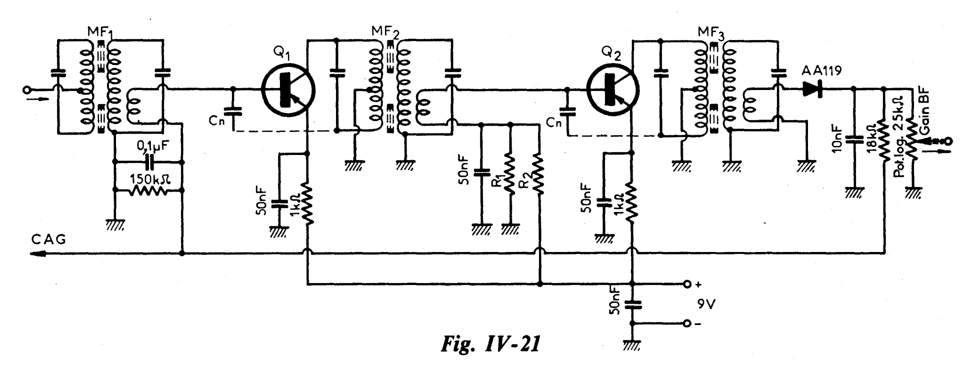


Fig. IV-21

tance de 1 000 Ω entre le sommet de la résistance R_1 et l'émetteur de Q_1. De cette façon, lorsque la C.A.G. agit sur le transistor Q_1, son courant de collecteur diminue et la chute de tension dans la résistance d'émetteur diminue également. L'émetteur devient donc plus positif, ainsi que la base de Q_2 puisque sa polarisation est prise à partir de cet émetteur. En conséquence, l'amplification fournie par Q_2 se trouve, elle aussi, réduite automatiquement.

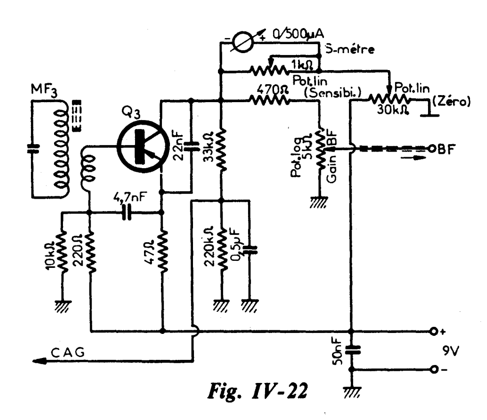


Fig. IV-22

Un autre montage détecteur est représenté sur la figure IV-22. Outre sa fonction première qui est évidemment de détecter, ce montage fournit une tension de C.A.G. amplifiée et sert aussi d'amplificateur pour le « S-mètre ». Le transistor Q_3 est également du type AF 127.

Mise à part l'amplification du signal qu'on lui demande, on sait que la qualité primordiale d'un amplificateur MF doit être la *sélectivité*. Malheureusement, avec l'amortissement apporté par les transistors, cette qualité est très difficile à obtenir. La sélectivité étant un point tellement important dans les récepteurs de trafic, nous allons maintenant examiner les diverses solutions qui peuvent être apportées à ce problème.

Les transformateurs MF ordinaires pour transistors ne conviennent absolument pas et sont à rejeter ; il faut donc utiliser des transformateurs spéciaux, mais ils sont rares et chers. On peut aussi employer des transformateurs MF pour lampes que l'on modifie de la façon suivante : Pour le primaire, on débobine environ un tiers des spires afin d'exécuter la prise, et on rebobine soigneusement. L'enroulement secondaire n'a pas à être touché, mais par-dessus lui, on bobine l'enroulement tertiaire de couplage qui comporte une trentaine de spires en fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm. C'est ce qui a été fait pour le montage de la figure IV-21 avec des transformateurs 455 kHz.

Une autre solution réside dans l'emploi du circuit « Q-multiplier » ; nous verrons cela plus loin.

Pour l'amélioration de la sélectivité, on peut envisager l'utilisation d'un filtre mécanique, ou d'un filtre à quartz, ou d'un filtre à céramique piézoélectrique (transformateurs MF à céramique).

Les filtres à céramique piézoélectrique sont d'origine américaine (Electronics Components-Clevite Corp. et Brush Crystal C° Ltd notamment) ; ils ont été plus particulièrement conçus pour les récepteurs de trafic

à transistors et portent également le nom de « transfilters ». Ces éléments sont de dimensions réduites, ont une excellente stabilité dans le temps, ne nécessitent pas d'alignement, sont très robustes et permettent de supprimer le blindage.

Ces filtres céramiques fonctionnent grâce à l'effet piézoélectrique. Leur fréquence d'accord et leur bande passante dépendent des dimensions de l'élément céramique et de la disposition des électrodes. On peut les comparer aux filtres à quartz.

Les éléments actifs des transfiltres sont des petits disques réalisés à partir d'une poudre soumise à une haute pression. Des électrodes d'argent sont reliées aux disques de céramique après une « polarisation » obtenue en appliquant une haute tension qui donne les propriétés piézoélectriques désirées. Cette technique de fabrication permet une grande régularité des caractéristiques.

Un type de transfilter, appelé « résonateur radial fondamental », a les caractéristiques d'un circuit accordé série à coefficient de surtension Q élevé. Comme dans le cas de tout circuit accordé série, il offre une très faible impédance aux signaux qui lui sont appliqués et qui correspondent à sa fréquence de résonance.

Un filtre résonateur radial présentant une faible impédance à la résonance, on peut l'utiliser comme élément de découplage d'émetteur d'un transistor amplificateur MF.

Supposons qu'à un instant la fréquence des tensions d'entrée soit de 410 kHz. Le gain de l'étage est réduit en raison de la contre-réaction provoquée par la résistance d'émetteur non découplée, cette fréquence étant éloignée de la fréquence d'accord du résonateur (fréquence inférieure). En augmentant la fréquence du signal appliqué à 455 kHz, le filtre de découplage a une efficacité maximum, c'est-à-dire constitue pratiquement un court-circuit pour cette fréquence. Il en résulte une grande diminution de la contre-réaction et le gain augmente. En augmentant encore la fréquence au-dessus de la fréquence de résonance, la contre-réaction apparaît à nouveau en raison de l'augmentation d'impédance de l'élément et le gain diminue.

Ceci est illustré par la figure IV-23 (filtre résonateur radial fondamental, type TO-01).

Cet effet est utilisé sur le résonateur radial type overtone monté en élément de couplage, comme nous le verrons plus loin.

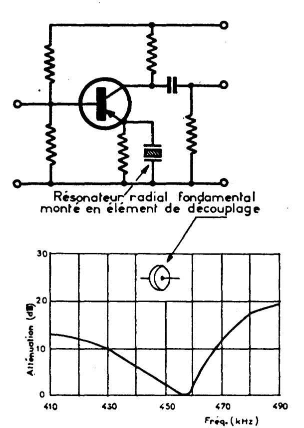


Fig. IV-23

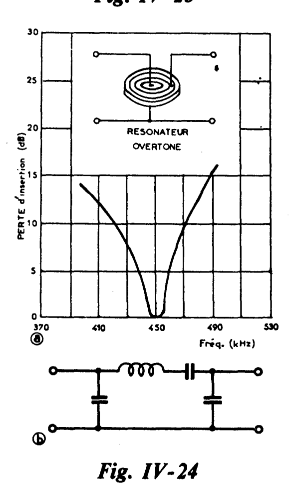


Fig. IV-24

La figure IV-24, en *a*, montre l'aspect d'un résonateur radial overtone et sa courbe de réponse. Comme indiqué par le circuit électrique équivalent de la figure en *b*, cet ensemble est comparable à celui d'un réseau de couplage en π. L'impédance de sortie d'un coupleur en π peut être plus faible que

son impédance d'entrée. Cette caractéristique est utilisée sur le résonateur radial overtone, ce qui permet une bonne adaptation entre l'impédance de sortie collecteur relativement élevée, d'un transistor amplificateur et son impédance d'entrée beaucoup plus faible.

Les résonateurs TO-02 du type radial overtone sont particulièrement indiqués sur les montages équipés de transistors-drift ou tous transistors d'impédance assez élevée.

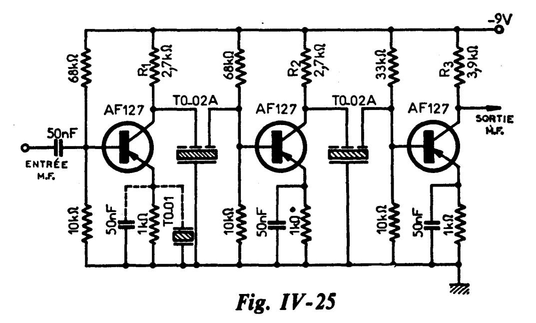


Fig. IV-25

La figure IV-25 montre un exemple pratique d'utilisation des « transfilters ». L'amplificateur est à trois étages à émetteur commun équipés de deux filtres TO-02A du type radial overtone. En remplaçant les résistances de charge des collecteurs R_1, R_2, R_3 par des bobines d'arrêt R_{100} de 2,5 mH, le gain pourrait être encore augmenté par suite d'une tension plus élevée des collecteurs. De même, la sélectivité peut encore être accrue en remplaçant les condensateurs de découplage des circuits d'émetteurs par des filtres résonateurs du type TO-01 comme nous l'avons vu précédemment. Bien entendu, ces filtres « céramique » doivent être choisis pour la valeur MF requise puisqu'ils ne sont pas réglables.

*

* *

La firme R.T.C. La Radiotechnique-Compelec propose également des résonateurs « céramique » qui se prêtent à des montages hybrides, c'est-à-dire, en association avec des circuits accordés.

Les résonateurs « céramiques » de la R.T.C. exploitent la propriété suivante :

Lorsqu'une différence de potentiel alternative est appliquée à une pièce de matériau céramique spécial, une vibration mécanique est créée dont la fréquence est la même que celle de la différence de potentiel. A cette fréquence de la résonance mécanique correspond une impédance électrique minimale. Cette fréquence Fr est appelée fréquence de résonance. Il existe une autre fréquence Fa où l'impédance est maximale ; c'est la fréquence d'antirésonance. Ces résonateurs présentent donc les caractéristiques d'un circuit accordé à un coefficient de surtension Q très élevé.

De tels résonateurs offrent, par rapport aux bobinages classiques, les avantages suivants :

a) dotés dès l'origine de caractéristiques bien précises, notamment du point de vue « fréquence de résonance », ils facilitent les opérations d'alignement ;

b) la dérive d'alignement (ou déréglage) en fonction du temps est négligeable ;

c) une meilleure sélectivité est obtenue et le facteur de qualité est nettement augmenté (environ dix fois supérieur au bobinage classique).

Un disque de céramique piézoélectrique est polarisé de manière à orienter radialement la vibration mécanique du matériau. Il est ensuite fixé entre deux plaquettes dorées, chacune étant terminée par une cosse pour circuit imprimé. L'ensemble est enfermé dans un boîtier parallélépipédique (10 × 8 × 3,5 mm), lui-même entouré d'un feuillet isolant (voir figure IV-26) ; ce type

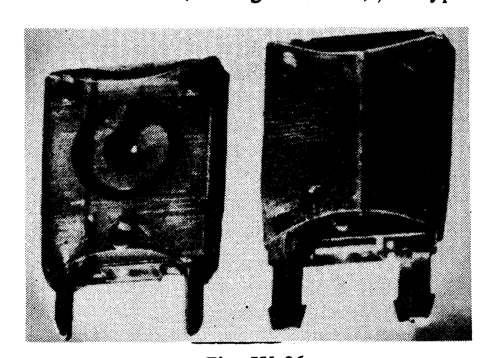


Fig. IV-26

de résonateur présente les caractéristiques d'un circuit accordé à coefficient de qualité Q de l'ordre de 800 à 1 000.

Divers types de résonateurs sont prévus pour les fréquences de résonance Fr suivantes : 452, 455, 460, 468, 470 et 480 kHz.

Autres caractéristiques essentielles :

Tolérance sur la fréquence de résonance Fr (y compris un vieillissement de dix ans) = 1 kHz ;

Capacité propre = 190 pF ± 10 % ;

Tension maximale alternative possible à la fréquence de résonance = 100 mV ;

Tension maximale continue = 30 V ;

Gamme de température = de − 25 à + 85 °C ;

Coefficient de température de Fr inférieur à 60×10^{-6} °C.

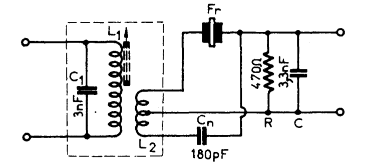


Fig. IV-27

Le schéma de montage pratique hybride incluant un résonateur Fr associé à un circuit accordé L_1-C_1, est représenté sur la figure IV-27. Une telle association permet d'obtenir une très bonne sélectivité ménageant tout de même l'effet de *filtre de bande.* Ce montage constitue le premier étage MF et se place donc dès la sortie de l'étage changeur de fréquence.

On remarque que le résonateur est attaqué par un secondaire équilibré (enroulement à point milieu). Le condensateur Cn de 180 pF effectue le neutrodynage (ou neutralisation) de la capacité propre du résonateur, et élimine sa résonance parallèle (ou antirésonance). On notera la similitude de montage avec un étage MF à filtre à quartz classique.

Ce montage convient parfaitement du point de vue impédances pour des transistors convertisseurs des types BF115, BF185, BF195 (impédance typique 250 kΩ à 1 mA) et pour des transistors amplificateurs MF des types BF167, BF184, BF194 (impédance typique 3 kΩ à 1 mA).

Les caractéristiques de ce montage sont les suivantes :

Largeur de bande à 3 dB = 4,5 kHz ;

Sélectivité à ± 9 kHz = 26 dB ;

Impédance de transfert : 700 ohms ;

Facteur de qualité Q du circuit accordé L_1-C_1 = 130 ;

Facteur de qualité Q du résonateur = 1 000 ;

$L_1 = 40\,\mu H$;

$C_1 = 3$ nF ;

$L_2/L_1 = 0{,}23$.

Par exemple, si L_1 est un nid d'abeilles de 50 tours sur mandrin de 6 mm de diamètre à noyau, L_2 aura 12 tours (avec prise médiane).

R = 470 Ω et C = 3,3 nF ; ces deux derniers composants constituent une charge et sont notamment destinés à aplatir le sommet de la courbe de réponse pour améliorer l'effet de filtre de bande. Mais selon l'effet désiré, d'autres valeurs peuvent être employées pour ces éléments.

La courbe de réponse en fréquence relevée sur le montage précédent avec les valeurs indiquées, est représentée sur la figure IV-28.

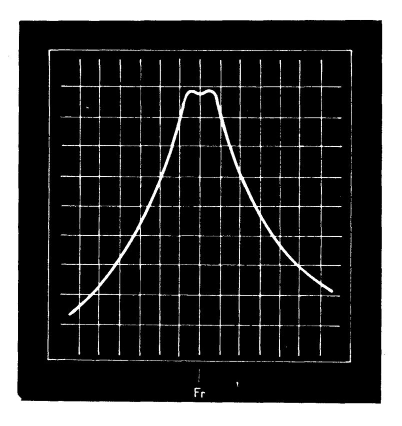


Fig. IV-28

Echelle horizontale = 2,5 kHz par division ;

Echelle verticale = 5 dB par division.

Bien entendu, on peut concevoir d'autres schémas de filtres de bande plus élaborés, notamment lorsque l'on désire obtenir une sélectivité encore plus poussée. Un tel exemple est montré sur la figure IV-29 ($L_2/L_1 = 0{,}23$ et $L_4/L_3 = 0{,}15$).

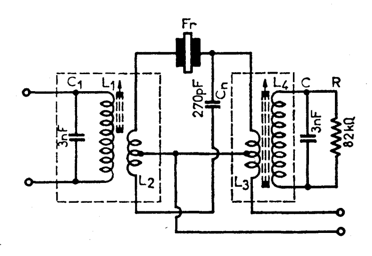


Fig. IV-29

Une autre solution couramment adoptée pour l'obtention d'une bonne sélectivité est celle du double changement de fréquence avec une valeur en fréquence *très faible* pour la seconde MF. Les valeurs MF les plus souvent choisies sont 1 600 kHz et 85 kHz, mais les transformateurs sur ces valeurs (pour transistors) sont pratiquement introuvables dans le commerce et l'amateur doit les réaliser lui-même. Dans ce but, nous en donnons ci-après les caractéristiques de fabrication :

Se reporter figure IV-30. Les bobinages sont réalisés dans des pots de ferroxcube *réglables* et enroulés à spires rangées et en

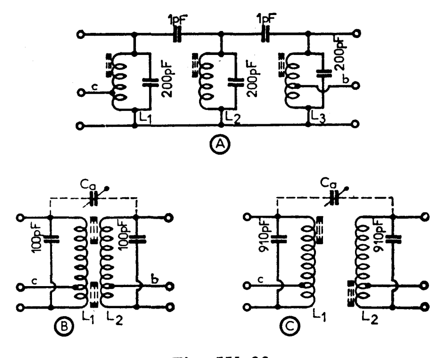


Fig. IV-30

couches successives sur les carcasses fournies avec les pots. La distance (couplage) entre deux pots doit être déterminée pour une bonne transmission du signal et l'obtention de la sélectivité souhaitée. En outre, cette transmission peut être augmentée, *mais* avec accroissement de la largeur de bande, donc avec réduction de la sélectivité, en montant des petites capacités ajustables de liaison en tête (représentées en pointillés). Les condensateurs fixes d'accord sont du type mica argenté.

Filtre 1600 *kHz (A).*

$L_1 = L_2 = L_3 = 25$ tours en fil divisé de 30 brins de 5/100 de mm sous soie ; L_1, prise à 8 tours ; L_3, prise à 4 tours ; pot FXC 14-8 3D3.

Transformateur 1600 *kHz (B).*

$L_1 = 35$ tours ; prise à 15 tours ; $L_2 = 35$ tours ; prise à 5 tours ; fil et pot comme précédemment. Ca = 0,5/3 pF.

Transformateur 85 *kHz (C).*

$L_1 = 155$ tours ; prise à 25 tours. $L_2 = 155$ tours ; prise à 15 tours. Fil de cuivre 15/100 de mm sous soie. Pot FXC 14-8 3H1. Eventuellement, Ca = 1/10 pF.

Pour le dernier transformateur MF 85 kHz (détection), faire la prise sur L_2 à 30 tours.

Enfin, nous devons signaler les améliorations possibles au point de vue sélectivité que l'on peut obtenir par l'emploi de transistors à effet de champ, composants remplaçant les transistors classiques proprement dits et présentant des impédances d'entrée *(surtout)* et de sortie élevées.

Précédemment, au cours du paragraphe 4, nous avons déjà vu les améliorations qu'apportent les transistors à effet de champ au point de vue transmodulation dans les étages H.F.

Dans cette partie consacrée aux amplificateurs MF, nous allons maintenant donner un schéma de montage-type d'étage MF avec transistor à effet de champ ; ce schéma est représenté sur la figure IV-31. Le transistor FET est du type TIS-34 (Texas-Ins-

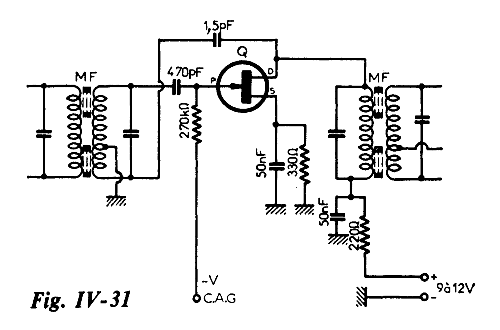


Fig. IV-31

truments) ou 2N3823 (Motorola). Pour une bonne stabilité, un léger neutrodynage est nécessaire (capacité de 1,5 pF). Un seul étage est représenté, mais il reste bien entendu que l'amplificateur MF complet comporte au moins deux étages identiques.

Les impédances d'entrée et de sortie des transistors à effet de champ étant élevées, il n'est plus nécessaire de prévoir des prises sur les enroulements des transformateurs pour la connexion des électrodes en vue d'adapter les impédances et de réduire l'amortissement. Ici les transformateurs sont utilisés normalement (connexion des électrodes aux extrémités), la prise sur le secondaire étant uniquement nécessaire pour le neutrodynage.

Nous donnerons encore deux montages d'étages amplificateurs MF à semi-conducteurs. Le premier qui est représenté sur la figure IV-32 comporte un transistor MOS-FET à double porte Q du type 40673 (R.C.A.). L'application d'une tension négative auxiliaire sur la porte 2 par la ligne C.A.G. permet la commande automatique de gain de l'étage ; le gain maximum est obtenu lorsque cette tension de commande est nulle, la porte 2 se trouvant alors polarisée à + 3 V. Aucun neutrodynage n'est nécessaire si l'on opère sur une fréquence inférieure à 20 MHz, ce qui est généralement le cas pour un amplificateur MF. On notera que les transformateurs MF employés sont tout à fait classiques et normaux ; cependant, si une instabilité était constatée, on pourrait effectuer les connexions de porte 1 et de drain sur des prises intermédiaires sur les enroulements.

Le second montage est représenté sur la figure IV-33 ; il comporte un circuit intégré I.C. du type MC1590G (Motorola). Cet étage convenablement accordé apporte un gain de 70 dB. La caractéristique de la commande automatique de gain est excellente ; c'est ainsi qu'une variation de 4 V sur la ligne C.A.G. se traduit par une variation de gain de 60 dB. L'action de la C.A.G. commence à 5 volts, ce qui nécessite un système délivrant une tension de commande positive avec la tension de repos indiquée.

*

* *

Une remarque importante est la suivante : Bien que cela ne soit pas systématiquement représenté sur nos schémas, il va sans dire que tous les transformateurs MF,

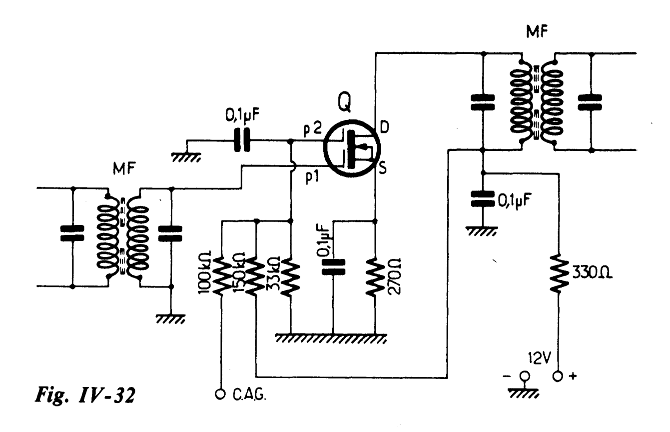


Fig. IV-32

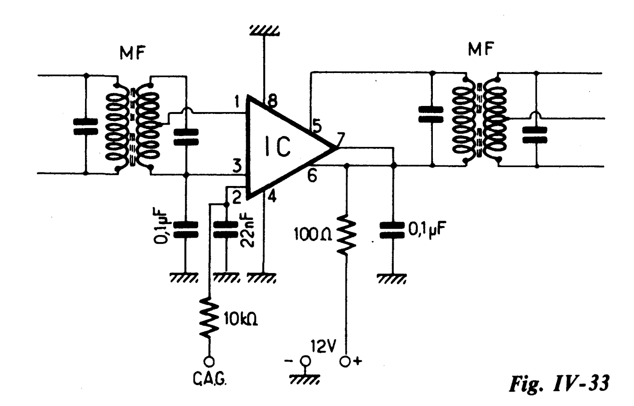


Fig. IV-33

quel que soit le montage proposé, sont *toujours* enfermés dans un boîtier blindage relié à la masse.

•

Sélectivité variable

Tous les procédés vus jusqu'à maintenant permettent, en partant de la sélectivité propre du jeu de transformateurs moyenne fréquence, d'*augmenter* cette sélectivité lors de réception brouillée. D'autres montages, dits à sélectivité variable, permettent de modifier la bande passante du canal MF, en agissant directement sur le couplage des transformateurs « tesla ». Généralement, on dispose alors de trois positions :

1° *normal ;*

2° *musique :* large bande passante pour la réception musicale ;

3° *sélectif :* bande passante étroite pour la réception d'émetteurs gênés par d'autres ; mais l'étroitesse de la bande passante, dans ce cas, n'est pas comparable à celle obtenue avec un système de filtre à cristal.

Les dispositifs de couplage variable les plus courants sont résumés par la figure IV-34.

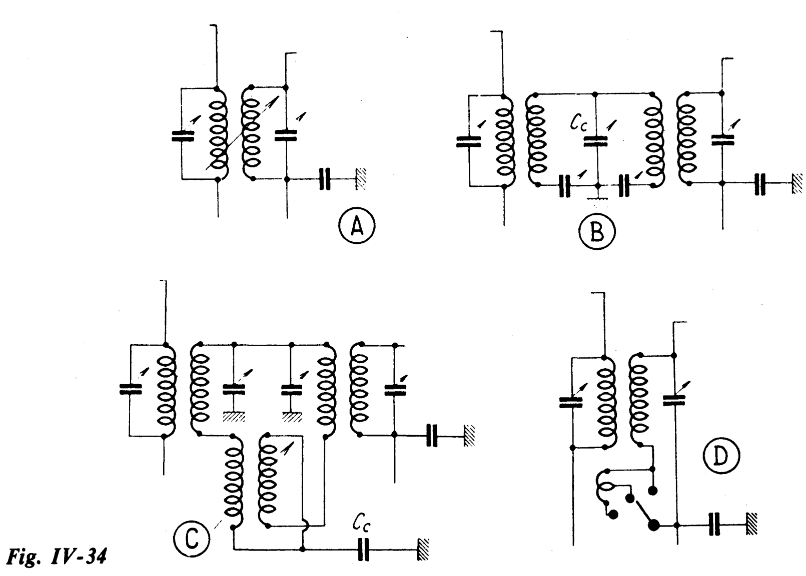


Fig. IV-34

En A, la variation de couplage se produit simplement en faisant varier la distance entre les deux enroulements.

En B, l'impédance de couplage commune est la capacitance du condensateur Cc. Par des variations de faible importance de Cc, le couplage varie très sensiblement.

En C, nous avons, d'autre part, un condensateur de couplage fixe Cc, et d'autre part, deux bobinages dont on peut faire varier l'écartement ; ces deux bobinages présentent un coefficient d'induction mutuelle négatif (enroulés dans le même sens, mais connectés à l'inverse l'un de l'autre). Ce système donne une courbe de sélectivité à sommet aplati et à pente très raide.

Enfin, en D, la variation de couplage est obtenue par la mise en service, ou non, de quelques spires du bobinage secondaire qui sont surcouplées au bobinage primaire. Ce procédé, très répandu, donne aussi d'excellents résultats.

Dans un récepteur, la largeur de bande est évaluée par le nombre de kilohertz entre deux fréquences pour lesquelles on obtient une atténuation de 6 décibels. Mais, si l'on désire obtenir une élimination sensible d'un signal perturbateur puissant, il faut une atténuation de 60 décibels (atténuation choisie arbitrairement et confirmée pratiquement). Aussi, pour définir exactement la qualité d'un jeu de transformateur M.F., a-t-on recours au chiffre de mérite ou facteur de forme qui n'est autre que le rapport de la largeur de bande à — 6 db à la largeur de bande à — 60 db. Le chiffre de mérite du canal M.F. dans un récepteur classique varie entre 2,8 et 5,4 environ. Naturellement, la courbe M.F. idéale (un rectangle) a 1 comme chiffre de mérite. On devra donc toujours chercher à ce que le rapport précédent donne un quotient le plus faible possible.

Circuit « T-notch »

Lorsque l'on utilise une seconde fréquence intermédiaire de valeur relativement faible (comprise entre 50 et 100 kHz, par exemple), le circuit «T-notch » représenté sur la figure IV-35, peut apporter une réjection très valable des signaux perturbateurs. La bobine L résonne sur la fréquence de réjection avec une capacité C telle que $C_1 = C_2 = 2 \times C$; ainsi, pour une « moyenne fréquence » de 50 kHz, on a L = 2,5 mH et $C_1 = C_2 = 8{,}2$ nF environ.

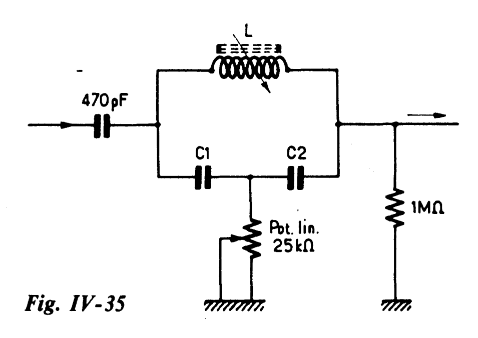


Fig. IV-35

La réjection est maximale lorsque la résistance déterminée par le potentiomètre est égale à :

$$\frac{4\,X_L}{Q}$$

X_L étant la réactance de la bobine L à la fréquence considérée, et Q son coefficient de surtension.

La réjection diminue lorsqu'on diminue la résistance ; on peut aussi procéder par modification du réglage de la bobine L.

Le circuit s'intercale, soit à l'entrée, soit à la sortie, du premier transformateur MF. Néanmoins, pour que ce dispositif soit efficace et sélectif, il faut avoir affaire à une MF de valeur faible (nous l'avons dit) et il faut aussi opérer à impédance élevée : donc étages amplificateurs, soit à lampes, soit à transistors à effet de champ.

Multiplicateur de facteur de surtension Q

Le « Q multiplier » ou, en français, multiplicateur de facteur de surtension Q, est un circuit annexe fort apprécié sur les récepteurs de trafic à l'heure où les bandes de fréquences attribuées aux amateurs sont de plus en plus étroites et surchargées.

Ce dispositif peut être adjoint à tout récepteur sans modification de ce dernier. En effet, le « Q-multiplier » se connecte tout simplement en dérivation sur le primaire du premier transformateur MF (anode du tube changeur de fréquence) ou en série avec le secondaire (selon le montage). On peut ainsi obtenir une amélioration considérable de la sélectivité, ou bien, on peut procéder à l'élimination de toute interférence audible indésirable.

Examinons maintenant deux versions transistorisées de « Q-multiplier ».

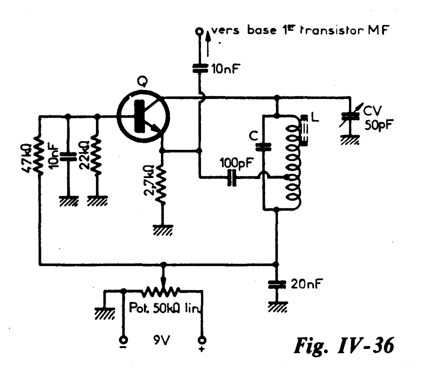


Fig. IV-36

Un premier montage est représenté sur la figure IV-36. Il s'agit d'une réalisation très simple qui se branche en dérivation sur la base du premier transistor amplificateur MF. Le petit condensateur variable CV de 50 pF permet le réglage « Fréquence », et le potentiomètre Pot. celui de la « Sélectivité ». Le transistor Q est du type AC 127 ou AC 194. Naturellement, le circuit LC doit être dimensionné pour accord sur la valeur MF.

Examinons maintenant un second montage de « Q-multiplier » plus élaboré ; celui-ci s'intercale *en série* dans le secondaire du premier transformateur MF. Reportons-nous à la figure IV-37. Par exemple, si nous sommes en présence du montage représenté en A, l'intercalation est montrée en B. Toute autre variante est évidemment possible, le « Q-multiplier » s'intercalant toujours en série dans le secondaire du premier transformateur MF et la C.A.G. étant ensuite appliquée en parallèle.

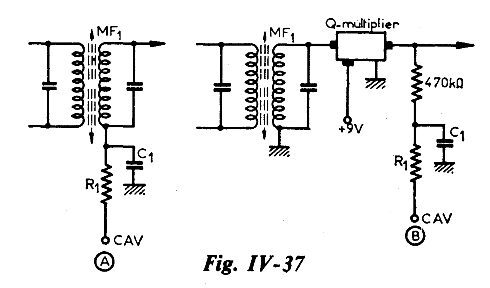
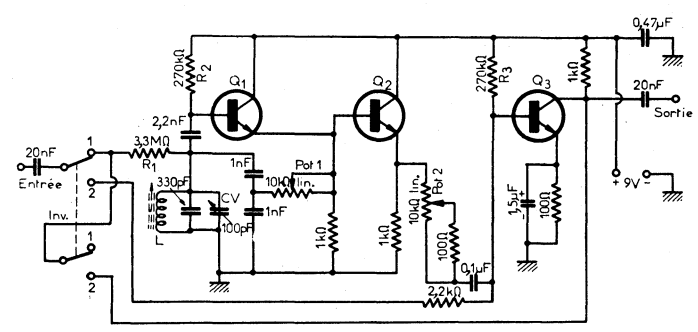


Fig. IV-37

Le schéma complet de ce « Q-multiplier » conçu pour une valeur MF de 455 kHz, est représenté sur la figure IV-38 (adaptation de Radio-Electronics 8/67). Le circuit comportant notamment le transistor Q_1 et la bobine accordée L, constitue un oscillateur du type Colpitts. Lorsque la résistance présentée par le potentiomètre Pot. 1 tend vers zéro, ce circuit va entrer en oscillation sur une fréquence déterminée par L et CV. Juste avant l'entrée en oscillation, le facteur de surtension Q du circuit L CV est presque infini, ce qui produit un gain extrêmement élevé pour la fréquence choisie (et aux environs immédiats de cette



Fit. IV-38

fréquence). Pratiquement, l'effet est le même que dans le cas d'une réjection de toutes les autres fréquences. La variation de la sélectivité, et notamment la hauteur de la crête, peut donc être obtenue par la manœuvre du potentiomètre Pot. 1.

Le transistor Q_2 est utilisé comme étage tampon, avec sortie sur le circuit d'émetteur. Le tampon d'entrée est simplement constitué par la résistance R_1 de 3,3 MΩ.

En ajoutant un troisième transistor (Q_3), le dispositif peut fonctionner, au contraire, comme réjecteur d'une fréquence (ou d'une étroite bande de fréquence) déterminée comme précédemment.

La fréquence favorisée ou rejetée (selon la fonction déterminée par l'inverseur *Inv.*) peut être ajustée dans une plage de 20 kHz centrée sur la valeur normale MF 455 kHz, par la manœuvre du condensateur variable à air CV de 100 pF.

Sur « sélectivité », position 1 de *Inv.*, on peut atteindre un gain de tension de l'ordre de 5 à 10, selon le réglage de Pot. 1. Le potentiomètre Pot. 2 permet d'ajuster la *largeur* de bande sur laquelle agit le dispositif dans les deux positions sélectivité et réjection.

Sur « réjection », position 2 de *Inv.*, le signal en sortie de Q_3 est appliqué à l'entrée sous forme de contre-réaction négative, ce qui entraîne un gain extrêmement faible, voire nul, à la fréquence de réglage. D'où réjection de cette fréquence et de l'étroite bande de fréquences voisines (crevasse).

Les trois transistors NPN utilisés sont du même type AC 127 ou AC 194; il suffit éventuellement de retoucher les valeurs des résistances R_2 et R_3 déterminant le courant des bases, selon les types de transistors employés. L'ensemble doit être réalisé à l'intérieur d'un petit boîtier métallique formant blindage.

La bobine L doit présenter un coefficient de self-induction de 40 à 300 μH, variable par le noyau de ferrite réglable. On peut utiliser un enroulement de transformateur MF 455 kHz duquel on débobine quelques tours.

Le réglage proprement dit de l'appareil consiste à appliquer un signal à 455 kHz à l'entrée. Le condensateur CV est placé à mi-course, et l'inverseur sur « sélectivité » (position 1). Les deux potentiomètres sont également placés à mi-course. Puis, on accorde la bobine L par son noyau de façon à obtenir la tension de sortie maximale lue sur un voltmètre électronique à sonde HF. Simultanément, on vérifie le réglage du potentiomètre Pot. 1 afin de le placer en un point juste avant l'entrée en oscillation du circuit.

Pour terminer, rappelons les fonctions des quatre commandes :

Inv. : position 1 = sélectivité ; position 2 = réjection.

CV: réglage de la fréquence ou de l'étroite bande de fréquences à amplifier ou à rejeter.

Pot. 1 : réglage de l'amplitude de la crête amplifiée ou rejetée.

Pot. 2 : réglage de la largeur de bande amplifiée ou rejetée.

Après l'intercalation du « Q-multiplier » sur le récepteur de trafic, il sera prudent de retoucher le réglage du premier transformateur MF (condensateurs ajustables ou noyaux), transformateur qui aura fatalement été déréglé du fait de cette adjonction.

•

Filtres « passe bande » à quartz et mécaniques

Dans un radiorécepteur, nous savons que la sélectivité réelle dépend essentiellement des étages « moyenne fréquence ». Et nous savons tout aussi bien que dans la plupart des récepteurs, la sélectivité obtenue est bien loin de correspondre à la sélectivité idéale que l'on représente par une courbe aux flancs abrupts, voire un rectangle dont le petit côté du sommet correspond à la largeur de la bande passante (fig. IV-39 : en A = courbe de sélectivité idéalisée ; en B = courbe de la sélectivité souvent obtenue).

En augmentant le nombre d'étages de l'amplificateur MF, on améliore la forme de la courbe de réponse, mais on ne peut la rendre parfaite ; en particulier, le sommet de la

courbe est irrégulier et n'a pas l'allure du palier horizontal idéal.

Lorsqu'il s'agit d'obtenir une courbe de sélectivité très étroite, au sommet très pointu, sans avoir à respecter une certaine largeur de bande passante (cas de la réception de la télégraphie), nous savons que l'on peut mettre en œuvre des circuits tels que le filtre MF à quartz ou le « Q-multiplier ».

Mais en téléphonie, il faut que la bande passante MF ait une certaine largeur afin de pouvoir amplifier l'essentiel des signaux de modulation ; si cette largeur est insuffisante, l'amplificateur risque de ne « passer » que les fréquences basses, proches de la valeur MF, et la modulation restituée est sourde, étouffée, difficilement compréhensible.

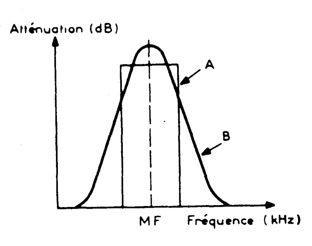


Fig. IV-39

Pour que le récepteur soit dit « sélectif », il faut donc que cette largeur de bande soit tout juste suffisante, sans être excessive, et qu'elle soit à peu près constante (en fonction de l'atténuation). Nous retrouvons donc cette nécessité d'une courbe aux flancs abrupts, voisine du rectangle... et c'est cela qui est difficile à obtenir.

Diverses solutions ont tour à tour été proposées ; toutes font généralement appel à des circuits comportant des quartz en plus ou moins grand nombre. A titre documentaire, nous représentons, sur la figure IV-40, un filtre MF comportant trois quartz. Si les circuits accordés sont réglés sur 455 kHz, et si l'on utilise pour X_1 et X_3 des quartz de 456 kHz, et pour X_2 un quartz de 454 kHz,

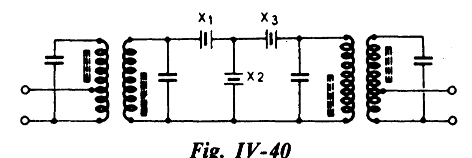


Fig. IV-40

on obtient une bande passante *presque* rectangulaire d'une largeur de l'ordre de 2 kHz. Avec des quartz, nous l'avons dit, bien d'autres arrangements ou circuits sont encore possibles. C'est ainsi qu'un montage plus simple, n'utilisant que deux quartz X_1 et X_2 est représenté sur la figure IV-41 ; on tiendra compte que le secondaire du transformateur doit être *accordé* non seulement

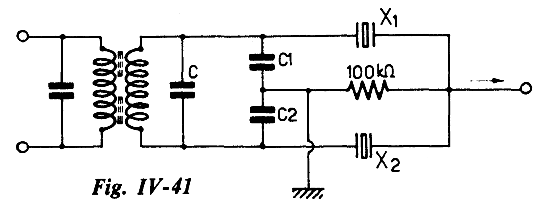


Fig. IV-41

avec le condensateur habituel C, mais aussi avec $C_1 + C_2$.

Un montage plus complexe est montré sur la figure IV-42 ; le circuit LC doit être accordé sur la valeur « moyenne fréquence » considérée. Disons que plus il y a de quartz, plus les flancs de la courbe de la bande passante sont abrupts. Dans tous les cas, la fréquence des quartz est évidemment fonction de la valeur de la fréquence MF utilisée ; en outre, la différence entre les fréquences des quartz X_1 et X_2 doit être égale à la largeur de bande recherchée.

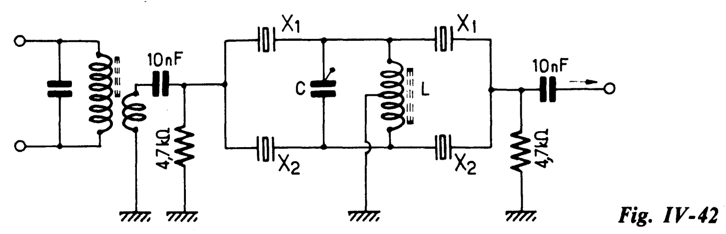


Fig. IV-42

Naturellement, les figures 40, 41 et 42 ne représentent qu'une cellule ; mais on peut en employer plusieurs à la suite les unes des autres, avec ou sans intercalation d'un élément amplificateur (lampe ou transistor).

Disons aussi que d'autres montages font appel à des assemblages de quartz dits en lattice.

Nous pouvons également citer l'emploi des filtres hybrides à céramique piézoélectrique que nous avons vus précédemment.

Une autre solution qui permet d'obtenir une courbe de sélectivité presque parfaite, en tout cas excellente notamment pour la téléphonie, réside dans l'utilisation de *filtres mécaniques.* Certes, ce n'est pas une solution nouvelle puisqu'elle remonte au début des années 50 (en ce qui concerne les applications pratiques, car le principe était connu encore avant) ; mais, pendant longtemps, il s'est agi d'une solution onéreuse... Or, depuis quelques années, nous rencontrons de plus en plus des récepteurs de trafic OC de construction étrangère équipés de filtres mécaniques MF, filtres dont la courbe de transmission est particulièrement intéressante, qui sont excessivement stables, pratiquement pas influencés par l'humidité ou la température, et qui ne nécessitent aucun réglage.

Considérons un amplificateur MF classique dont tout le monde a le schéma en tête ; nous avons généralement deux circuits accordés, couplés l'un à l'autre, et la largeur de la bande passante dépend essentiellement du degré de couplage.

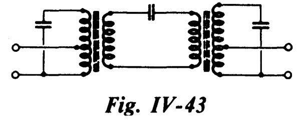


Fig. IV-43

Une meilleure sélectivité peut être obtenue en disposant un troisième circuit accordé entre les deux précédents, par exemple comme cela est indiqué sur la figure IV-43. Si l'on cherche à ajouter d'autres circuits accordés intermédiaires pour améliorer encore la courbe de réponse, on constate qu'il devient notamment très difficile d'obtenir des flancs abrupts (comme cela est souhaité) en raison des pertes cumulatives entraînées principalement par l'emploi des bobinages supplémentaires.

La solution proposée consiste donc à remplacer les circuits intermédiaires, intercalés entre primaire et secondaire, par un dispositif « mécanique » accordé, constitué en l'occurrence par un résonateur. C'est ce qui est montré sur la figure IV-44, schéma de principe représentant un résonateur (A_1, A_2 = aimants ; B = barreau de métal magnétostrictif), dont les pertes sont très faibles, et qui se trouve intercalé entre les deux circuits accordés habituels.

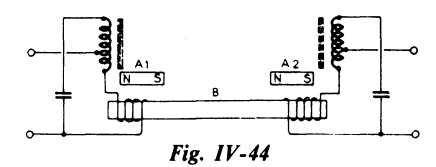


Fig. IV-44

Pour pouvoir bénéficier du filtre mécanique proprement dit (un résonateur ou plusieurs résonateurs en cascade), les signaux MF doivent être convertis en vibrations mécaniques ; la magnétostriction permet cette conversion. Lorsque certains matériaux sont soumis à un champ magnétique, ils diminuent ou augmentent de longueur selon leur nature ; c'est ainsi qu'un barreau de nickel diminue de longueur lorsqu'il est disposé dans un champ magnétique. Dans le cas d'un champ magnétique alternatif, le barreau de nickel deviendra alternativement plus court et plus long ; d'autre part, si la fréquence du champ magnétique alternatif est égale à la fréquence de résonance propre du barreau, l'effet est encore bien plus marqué. On obtient ainsi un moyen de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique.

Le phénomène est réversible. Si l'on applique alternativement des tractions ou des compressions à un barreau de nickel, ou si le barreau est soumis à ces mouvements du fait de l'existence d'un champ magnétique alternatif, ce barreau engendre à son tour un *second* champ magnétique alternatif lequel peut donner naissance à une tension induite dans une bobine disposée autour du barreau. Dans les deux cas précités, il est

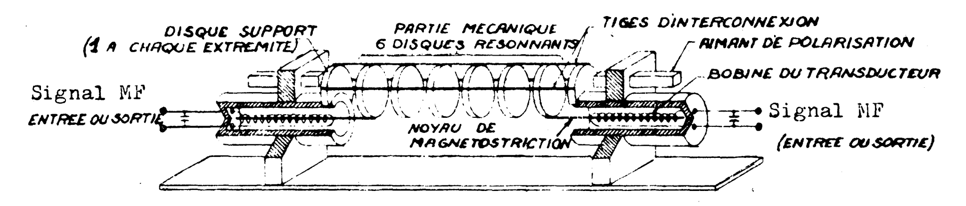


Fig. IV-46

nécessaire de disposer également d'un champ magnétique constant obtenu à l'aide d'aimants permanents, afin d'éviter une fréquence double de vibration.

En résumé, à l'entrée du filtre, l'énergie électrique est convertie en énergie mécanique grâce à la magnétostriction, alors qu'à la sortie (en raison de la réversibilité du phénomène), l'énergie mécanique est reconvertie en énergie électrique ; deux transducteurs sont donc mis en œuvre.

Dans la pratique, à la place du nickel pur, on utilise un alliage d'acier et de nickel qui présente une plus grande stabilité par rapport aux variations de température. D'autre part, le dispositif réel comporte, non pas un seul résonateur mécanique, mais plusieurs résonateurs (6 ou 8 disques) placés « en série » (si l'on peut dire) ou en cascade (si l'on préfère) comme nous le voyons sur les dessins des figures IV-45 et IV-46. L'ensemble se présente donc avec deux circuits accordés classiques (circuits oscillants électriques) et 6 ou 8 filtres mécaniques en cascade, ce qui permet d'approcher de très près la courbe de réponse idéale avec la largeur de bande souhaitée.

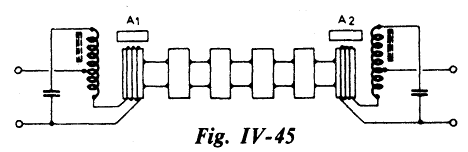


Fig. IV-45

Le transducteur d'entrée convertit l'énergie électrique MF en vibrations mécaniques sur le premier disque ; celui-ci transmet ses propres vibrations au second disque dont il est solidaire par l'intermédiaire de tiges de couplage ; et ainsi de suite, jusqu'au dernier disque où le second transducteur procède à l'inverse de ce qui se passe à l'entrée et reconvertit les vibrations mécaniques en signaux électriques MF correspondants.

Dans le filtre mécanique (Collins) représenté sur la figure IV-46, un fil de nickel disposé dans l'axe de la bobine du circuit accordé (MF) entre en vibration et transmet cette dernière à une série de disques couplés mécaniquement par des barrettes de nickel. La taille de ces disques est effectuée de telle façon que la fréquence de résonance mécanique soit égale à la fréquence MF de l'amplificateur. La vibration est finalement transmise à un autre fil de nickel disposé dans l'axe d'une seconde bobine identique à celle d'entrée et accordée sur la valeur MF. Un tel filtre est donc réversible, et l'on dispose d'un signal de sortie dont la fréquence *centrale* est égale à la valeur MF avec les caractéristiques suivantes :

— bande passante étroite (sélectivité élevée) ;

— coefficient de surtension important (plus de 2 000 par disque) impossible à obtenir avec un transformateur MF classique ;

— courbe de transmission à flancs raides et sommet relativement plat, donc courbe presque rectangulaire.

Il va sans dire qu'un filtre mécanique est établi pour une (et une seule) valeur MF donnée. En effet, la fréquence de vibration des résonateurs dépend des dimensions des disques (épaisseur, notamment), ces dimensions dépendant à leur tour du matériau (alliage) constituant les disques. Quant à la bande passante du filtre, elle dépend essentiellement des tiges de couplage par rapport aux disques. Plus ces tiges sont de faible section par rapport à celle des disques, plus le couplage est lâche, donc plus la bande passante est étroite.

Nous n'entrerons pas davantage dans les détails, car il va de soi que la réalisation d'un filtre mécanique n'est pas du domaine de l'amateur, les disques des résonateurs devant être « taillés » et usinés avec la même précision que celle requise lors de la taille des cristaux de quartz.

Les courbes de la figure IV-47 représentent les bandes passantes de deux filtres mécaniques établis pour la fréquence moyenne de 455 kHz. Nous avons : filtre A = largeur de bande de 1 kHz ; filtre B = largeur de bande de 3 kHz (à — 3 dB).

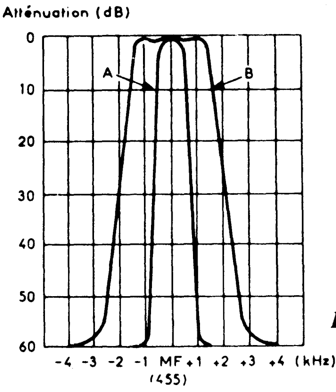


Fig. IV-47

En comparaison, si l'on examine la courbe de réponse d'un amplificateur MF à circuits accordés classiques, on s'aperçoit qu'elle s'évase beaucoup plus largement et rapidement vers le bas (même avec un nombre important de circuits accordés). Quant à la courbe de transmission d'un circuit à filtre réglable à quartz, elle est plus pointue au sommet et plus large à la base.

La figure IV-48 donne un schéma de montage d'un filtre mécanique (Collins type 455 - FB - 21) à l'entrée de l'amplificateur MF d'un récepteur de trafic. Sa fréquence d'accord est de 455 kHz et sa bande passante à — 3 dB est de 2,1 kHz.

Le transistor mélangeur (MX) de l'étage changeur de fréquence peut être un FET (genre 2N 4416, ou similaire) ou un MOSFET à double porte (genre 3N 141, ou similaire). Mais il convient de noter que le filtre mécanique peut tout aussi bien être utilisé — et de la même façon — sur un récepteur de trafic à lampes.

Si l'impédance d'entrée de l'étage amplificateur MF faisant suite est *faible*, on fera : $C_1 = 10\,nF$ et $C_2 = 180\,pF$ ajustable ; si l'impédance d'entrée est plus *élevée*, on aura : $C_1 = 220\,pF$ ajustable et $C_2 = 560\,pF$ (les condensateurs ajustables permettant l'adaptation optimale).

Signalons que certaines fabrications de filtres mécaniques font appel à des transducteurs, non pas à magnétostriction, mais du type piézoélectrique. Le dessin de la figure IV-49 représente un tel filtre utilisé sur un récepteur de trafic Kenwood.

Fig. IV-48

Fig. IV-49

§ 8. — Problème de l'alignement

En premier lieu, c'est par le réglage des circuits MF qu'il convient de commencer : accord des étages MF, dans le cas d'un récepteur à simple changement de fréquence ; accord des étages « seconde MF », puis des étages « première MF », dans le cas d'un récepteur à double changement de fréquence.

Ces réglages s'effectuent à l'aide d'un générateur HF modulé en amplitude attaquant l'entrée du canal à accorder ; l'indication du réglage optimum est donnée, soit par le « S-mètre » du récepteur, soit par un outputmètre (voltmètre pour tensions alter-

natives) connecté à la sortie BF du récepteur.

Deux précautions essentielles sont à prendre : d'abord, utiliser un générateur HF *très précis ;* ensuite, ne pas appliquer une tension MF excessive, mais au contraire juste ce qui est nécessaire.

Si l'on dispose de circuits MF à sélectivité variable, les réglages doivent se faire en position « sélectivité maximum ».

Dans le cas d'amplificateurs MF complexes ou à plusieurs étages, il est recommandé d'utiliser un générateur HF modulé en fréquence et un oscilloscope, ce dernier permettant de *voir* l'allure de la courbe de la bande passante et de lui donner une forme correcte lors des opérations de réglage.

Par ailleurs, nous avons déjà indiqué les procédures de réglage dans le cas des dispositifs annexes ou spéciaux ; nous n'y reviendrons donc pas.

L'accord des circuits MF étant effectué, nous pouvons passer aux réglages du changement de fréquence.

Dans tout montage changeur de fréquence, les commandes des condensateurs variables de l'accord HF, de l'étage convertisseur et de l'étage oscillateur peuvent être exécutées, soit séparément, soit simultanément (commande unique). Dans ce dernier cas (qui est évidemment le plus commode et le plus répandu), il ne faut pas oublier :

1° que la rotation des C.V. d'accord H.F. et convertisseur doit entraîner une variation identique et continue de la fréquence de résonance des circuits (les bobinages devront donc être rigoureusement identiques) ;

2° que tout changeur de fréquence doit fournir une fréquence intermédiaire (M.F.) constante, quelle que soit l'onde reçue, égale à la différence entre la fréquence des ondes incidentes (émission à recevoir) et la fréquence de l'oscillation locale. Nous voulons dire, en d'autres termes, qu'il faut s'arranger pour que l'alignement « colle » d'un bout à l'autre de la rotation du C.V.

La constance de la différence entre les fréquences des deux circuits est obtenue en combinant sur le circuit oscillateur local :

1° un petit condensateur ajustable monté en *parallèle* sur l'élément correspondant du condensateur variable, et appelé « trimmer » ;

2° un condensateur ajustable monté en *série,* et appelé « padding ».

Il faut prévoir un trimmer et un padding pour chaque gamme d'ondes, donc pratiquement montés sur chaque bobine oscillatrice.

Pour une moyenne fréquence donnée, la valeur du padding est d'autant plus forte que la gamme considérée est située plus bas dans l'échelle des longueurs d'onde. Aussi, pour les ondes inférieures à 30 mètres, le padding atteignant une valeur très grande, il n'est pas rare de le voir supprimé.

En réalité, cette méthode d'alignement, maintenant universellement répandue, n'assure la constance de la différence des circuits qu'en trois points de la gamme considérée (centre et voisinage des extrémités). Entre ces points (appelés points d'alignement), l'écart est d'autant plus réduit que la valeur de la moyenne fréquence est plus faible.

Pour l'alignement, en s'aidant du générateur HF, on procède d'abord au calage en fréquences de chaque bande : trimmer oscillateur aux fréquences élevées ; padding ou noyau oscillateur aux fréquences inférieures. Ensuite, pour l'obtention de la tension de sortie maximale (« S-mètre » ou outputmètre), on accorde successivement tous les trimmers des étages HF et convertisseur de la bande considérée (aux fréquences supérieures), puis tous les noyaux de ces mêmes étages et de cette même bande (aux fréquences inférieures).

§ 9. — Détection et C.A.G.

Les procédés de détection sont très nombreux ; mais dans tous les cas, maintenant, c'est toujours une ou plusieurs diodes à cristal qui sont mises en œuvre.

Les diodes de détection sont généralement du type à cristal de germanium ; elles assurent une détection parfaitement linéaire lorsque les signaux appliqués ont une amplitude suffisante (ce qui est en général le cas avec les récepteurs de trafic bénéficiant d'un gain HF et MF important).

Précisons bien que les diodes à cristal sont présentement toujours employées, même lorsqu'il s'agit d'un récepteur de trafic à lampes. Le montage classique de base est représenté sur la figure IV-50 ; mais de nombreuses variantes seront rencontrées au cours de cet ouvrage.

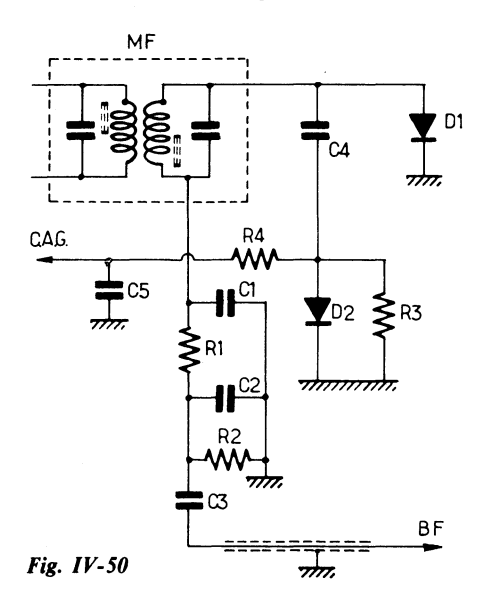


Fig. IV-50

Les éléments R_1, C_1, C_2, constituent un filtre en π destiné à éliminer les résidus MF ; R_2 est la résistance de charge de la diode D_1 de détection BF ; les signaux BF sont conduits à l'amplificateur faisant suite par le condensateur C_3.

Pour la commande automatique de gain (CAG), on effectue un redressement des signaux MF (canalisés par C_4) par la diode D_2 chargée par la résistance R_3. La tension de C.A.G. est *négative* par rapport à la masse (du fait du sens de connexion de D_2) et proportionnelle à l'amplitude des signaux MF ; cette tension est filtrée par R_4 C_5.

Dans le cas d'un récepteur de trafic à lampes, nous avons généralement : $C_1 = C_2 = 47$ pF ; $C_3 = 22$ nF ; $C_4 = 47$ pF ; $C_5 = 0{,}1\ \mu$F ; $R_1 = 47$ kΩ ; $R_2 = 220$ kΩ ; $R_3 = 1$ MΩ ; $R_4 = 470$ kΩ ; $D_1 = D_2 =$ AA119.

Dans le montage que nous venons de voir, le système de C.A.G. est le plus simple qui soit ; cependant, certains montages font appel à des systèmes de *« C.A.G. amplifiée »,* surtout dans le cas des récepteurs à transistors. A ce propos, nous devons attirer l'attention de nos lecteurs sur un point très important en ce qui concerne la *polarité* de la tension de C.A.G. par rapport à la masse : Selon les types des transistors (PNP, NPN, FET, MOS, etc.) ou des circuits intégrés à commander dans les étages MF (ou HF), la polarité exigée peut être, soit négative, soit positive. C'est donc un point à examiner de très près et dont il faut bien tenir compte lors de l'élaboration d'un schéma.

Rappelons que nous avons déjà eu l'occasion de rencontrer des montages détecteurs lors de l'étude des figures IV-21 et 22. Ces montages, ainsi que celui de la figure IV-50, conviennent pour la détection des signaux modulés en amplitude (AM). Mais, il y a aussi les signaux modulés en fréquence (FM) et les signaux transmis en modulation à bande latérale unique (SSB ou BLU) ; ces deux procédés de transmission nécessitent chacun une détection particulière. Nous allons voir aussi des systèmes de détecteurs qui conviennent à ces divers modes d'émission, et puis nous aurons l'occasion d'y revenir au cours de cet ouvrage lors de l'étude réservée à ces genres de modulation.

*
* *

Un amplificateur MF complet, suivi de son détecteur pour AM (et CW) et de son dispositif de C.A.G. amplifiée, est représenté sur la figure IV-51. Nous avons :

MF1 = MF2 = MF3 = filtres « céramique » piézoélectriques ;

Q_1 = transistor Darlington type 2N 5308 ;

$Q_2 = Q_3 =$ 2N 5232A.

La détection des signaux BF est assurée par la diode AA119. Le transistor Q_3 effec-

tue l'amplification des signaux MF pour la C.A.G. Cette dernière est appliquée aux bases de Q_1 et Q_2 lorsque le commutateur est en position AM. En position CW (télégraphie), la C.A.G. est sans action (potentiel fixe) ; le signal issu du B.F.O. nécessaire à l'hétérodynage des signaux CW, est appliqué au point indiqué (mais cet oscillateur de battement n'a pas été représenté sur le schéma). Enfin, en position « Att. » (attente), le récepteur est bloqué par son amplificateur MF.

Les tensions indiquées correspondent à un fonctionnement normal, en position AM, et sans émission reçue ; elles ont été mesurées au voltmètre électronique.

Enfin, le circuit de C.A.G. permet également la commande d'un « S-mètre » (microampèremètre de 200 μA protégé des surcharges éventuelles par une diode 1N 191 en shunt). Le réglage du zéro par le potentiomètre prévu à cet effet doit se faire en l'absence de toute émission reçue.

*
* *

Le schéma de la figure IV-52 représente également un amplificateur suivi de sa détection ; mais il s'agit d'un montage plus complet puisqu'il comporte tous les systèmes de détection normalement requis : pour modulation d'amplitude (AM), pour modulation de fréquence (FM), pour bande latérale unique (BLU), et pour télégraphie (CW).

A la sortie du dernier transformateur MF (Tr_4), nous avons une détection séparée pour la C.A.G. (diode D_1), commande automatique amplifiée par Q_4 qui se déclenche à partir d'une tension détectée de l'ordre de 0,5 V.

La détection des signaux BF en AM est assurée par la diode D_2 dont le circuit de charge est muni d'un écrêteur de parasites (avec diode D_3) lequel peut d'ailleurs être supprimé par la fermeture d'un interrupteur AP.

En parallèle sur cette détection, se trouve la porte 1 d'un transistor MOS (Q_8) dont la porte 2 reçoit par ailleurs le signal issu de l'oscillateur de battement B.F.O. (Q_5 et Q_6). Le transistor MOS (Q_8) fonctionne en détecteur de produit pour la B.L.U. ; il est utilisé aussi comme mélangeur pour la réception des signaux CW. En B.L.U. comme en CW, les signaux BF sont recueillis sur le drain de Q_8. La tension continue sur la porte 2 de Q_8, déterminée par les résistances de 56 kΩ et de 5,6 kΩ, doit être de l'ordre de 0,6 V.

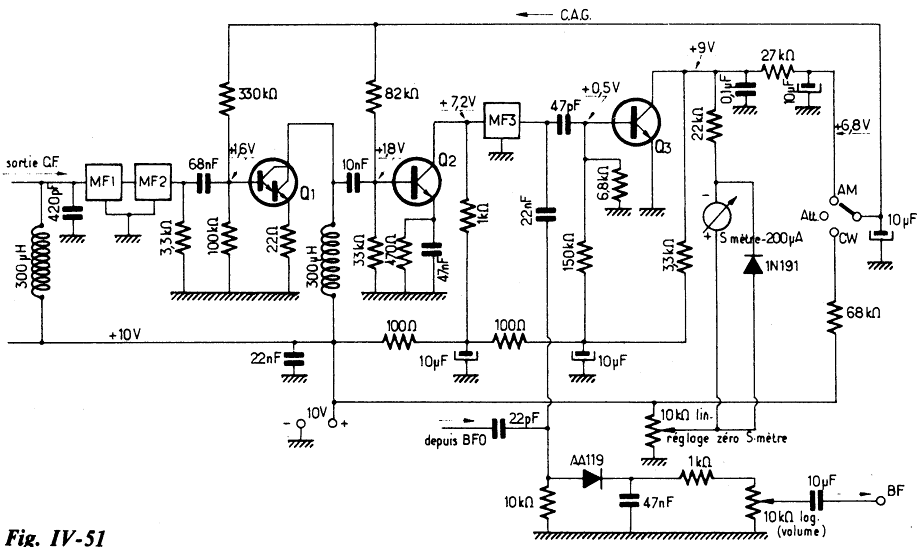


Fig. IV-51

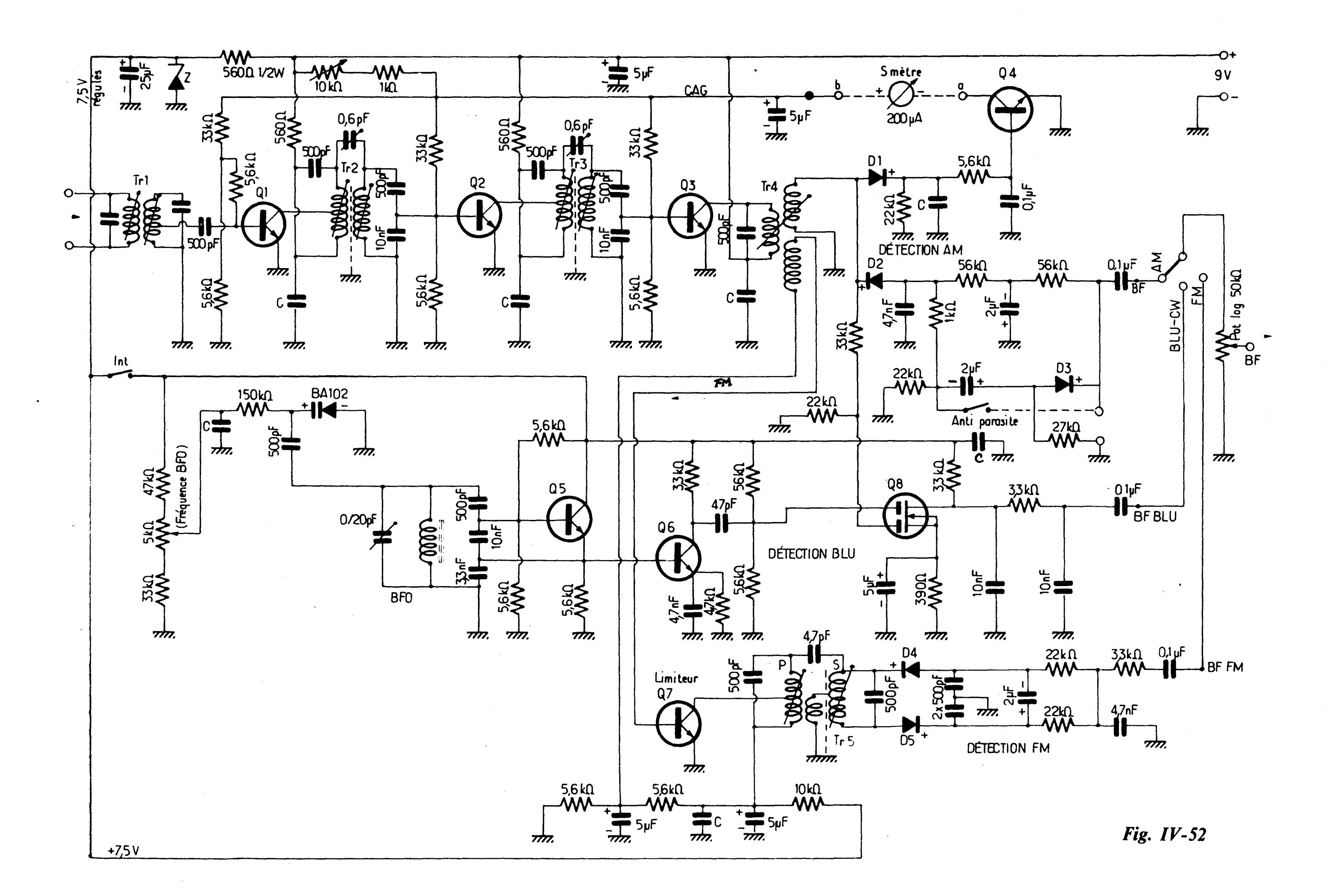

7,5 V régulés
25µF
Z
560Ω 1/2W
10kΩ
1kΩ
5µF
CAG
5µF
b
S mètre
200µA
a
Q4
9V
Tr1
500pF
33kΩ
5,6kΩ
Q1
560Ω
500pF
0,6pF
Tr2
500pF
10nF
C
33kΩ
5,6kΩ
Q2
560Ω
500pF
0,6pF
Tr3
500pF
10nF
C
33kΩ
5,6kΩ
Q3
Tr4
500pF
C
D1
22kΩ
C
5,6kΩ
0,1µF
DÉTECTION AM
D2
56kΩ
56kΩ
0,1µF
BF
AM
4,7nF
1kΩ
2µF
BLU-CW
FM
Pot log 50kΩ
BF
33kΩ
Int
150kΩ
BA102
C
500pF
47kΩ
(Fréquence BFO)
5kΩ
33kΩ
FM
22kΩ
2µF
D3
22kΩ
Anti parasite
27kΩ
5,6kΩ
C
0/20pF
500pF
10nF
33nF
BFO
Q5
5,6kΩ
5,6kΩ
33kΩ
56kΩ
47pF
Q6
4,7nF
4,7kΩ
5,6kΩ
DÉTECTION BLU
33kΩ
Q8
33kΩ
0,1µF
BF BLU
5µF
390Ω
10nF
10nF
4,7pF
500pF
P
S
Limiteur
Q7
Tr 5
D4
500pF
2x500pF
2µF
22kΩ
33kΩ
0,1µF
BF FM
22kΩ
4,7nF
D5
DÉTECTION FM
5,6kΩ
5,6kΩ
10kΩ
5µF
C
5µF
+7,5V

Fig. IV-52

Le B.F.O. comporte deux transistors Q_5 et Q_6, nous l'avons vu ; le premier est l'oscillateur proprement dit, le second sert de tampon séparateur entre l'oscillateur et l'utilisation. Le réglage manuel en fréquence du B.F.O. (± 2 kHz environ) est effectué par un potentiomètre de 5 kΩ linaire modifiant la polarisation d'une diode varicap type BA102 ou similaire, agissant elle-même sur le circuit LC de l'oscillateur.

Le dernier transformateur MF (Tr. 4) comporte un deuxième enroulement secondaire à basse impédance qui attaque un transistor Q_7 monté en limiteur, lequel est suivi d'un transformateur-discriminateur (Tr. 5) avec les diodes D_4 et D_5 du détecteur de rapport assurant la démodulation FM.

Tous les composants marqués C sont de 47 nF. Par ailleurs :

Q_1 à Q_7 = BSV 59, ou BSX 93 ;
Q_8 = RCA40602, ou 3N 140, ou 3N 141 ;
D_1 à D_5 = AA119 ;
Z = diode zener BZX61/C7V5.

La résistance ajustable de 10 kΩ, en série avec une résistance de garde de 1 kΩ, permet d'ajuster une fois pour toutes le point de fonctionnement des transistors Q_1, Q_2 et Q_3 ; le réglage de cette résistance agit d'ailleurs aussi sur la position de l'aiguille du microampèremètre servant d'indicateur d'accord et de « S-mètre ». Si l'on ne désire pas utiliser cet organe, il suffit de relier les point *a* et *b* par une résistance de 1 kΩ.

Le B.F.O. et le détecteur de produit (Q_8) sont mis en service par la fermeture de l'interrupteur d'alimentation prévu à cet effet.

Quant au choix du type de détection désirée, il est effectué par la manœuvre d'un commutateur intercalé avant le potentiomètre de volume BF.

Rappelons que nous aurons l'occasion de revenir plus en détail sur la détection des signaux FM et BLU, ainsi que sur le réglage de ces circuits, plus particulièrement lorsque nous étudierons ces modes de transmission, c'est-à-dire aux chapitres XVI et XVII.

§ 10. — Systèmes antiparasites

Disons tout de suite que les systèmes dits antiparasites, quels qu'ils soient, ne peuvent éliminer tous les parasites. Ils sont surtout efficaces sur des parasites violents (ondes parasites à front raide) provenant de l'ouverture d'un circuit sous tension, éclairs d'orage, étincelles de bougies automobiles, etc., et qui provoquent, à l'écoute, un claquement violent, mais de courte durée. Ces parasites sont donc caractérisés par leur grande amplitude, pouvant atteindre une vingtaine de fois celle du signal à recevoir, et par leur courte durée (environ quelques millièmes de seconde). Donc, théoriquement, l'écoute ne devrait pas en souffrir, puisque l'oreille est insensible à des impulsions acoustiques de durée aussi faible. Mais hélas ! les circuits mêmes du récepteur élargissent cette durée, phénomène dû aux diverses constantes de temps électriques de ces circuits, du haut-parleur, déplacement du point de fonctionnement (grille, base ou porte) des lampes ou transistors, etc. La durée des parasites est alors portée à quelques centièmes de seconde, ce qui est désastreux pour l'audition.

L'amplitude étant très élevée, il suffit de la limiter au niveau de l'amplitude du signal à recevoir (écrêtage) ou encore, de bloquer complètement la réception pendant la durée réelle très brève du parasite (ce trou n'étant pas sensible à l'oreille).

Avant de passer à l'étude des systèmes antiparasites les plus usités, rappelons que les autres parasites — craquements continus, impulsions de faible amplitude, mais très rapides, formant comme une sorte de souffle violent — sont combattus victorieusement en général, en les attaquant à leur source même (filtres antiparasites à condensateurs).

De même, deux condensateurs au papier de 0,1 µF connectés sur les fils du réseau, à l'entrée du récepteur, avec point commun à la terre, entraînent souvent, pour ce genre de parasites, une nette amélioration.

Une antenne doublet à descente torsadée apporte quelquefois, également, d'excellents résultats.

Généralement, les circuits antiparasites se montent et agissent à l'étage détecteur. Nous avons d'ailleurs déjà rencontré l'un de ces dispositifs, circuit très simple, à l'occasion de la figure IV-52. A la vérité, il existe une foule de circuits antiparasites : étouffeur agissant en MF par rétroaction, limiteur-shunt, limiteur-série, etc.

Nous nous bornerons ici à la description d'un seul dispositif antiparasite ; c'est d'ailleurs le plus couramment mis en œuvre parce qu'il est relativement simple et ne nécessite aucune mise au point ; c'est sans doute l'un des plus efficaces. Son schéma, adapté à un étage détecteur normal, est représenté sur la figure IV-53.

négative (par rapport à la cathode). Or, cette cathode voit les variations de son potentiel suivre les variations du potentiel d'anode pour des signaux *normaux*. Mais, dès l'apparition d'une crête importante (parasite violent), l'anode est portée à un potentiel négatif par rapport à la cathode, et la liaison à l'amplificateur BF est ainsi coupée instantanément.

La constante de temps du circuit de la diode D_3 joue un rôle capital dans le fonctionnement correct du dispositif ; on l'ajuste en essayant diverses valeurs pour le condensateur C (valeurs comprises entre 10 nF et 0,47 μF).

L'efficacité du dispositif est enfin complé-

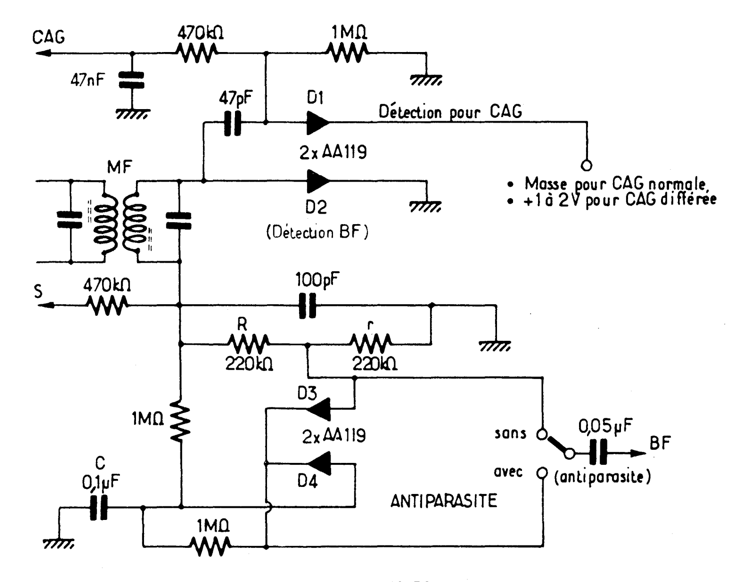


Fig. IV-53

La diode D_1 effectue le redressement des signaux MF pour la C.A.G. La détection BF est assurée par la diode D_2, la résistance de charge étant constituée par $R + r$; on peut faire $R = r$, ou $R = 2\,r$, selon l'efficacité souhaitée. En position *« avec antiparasite »*, la liaison à l'étage BF faisant suite se fait par l'intermédiaire de la diode D_3 qui laisse passer les signaux lorsque son anode est positive, et s'oppose à ce passage lorsqu'elle est

tée par l'action de la diode limiteuse D_4 montée en shunt.

La tension continue disponible sur la sortie S pourra être utilisée pour la commande d'un indicateur d'accord ou d'un « S-mètre » par l'intermédiaire d'un étage amplificateur de courant continu.

Un inverseur manuel permet de mettre en service, ou non, ce système antiparasite.

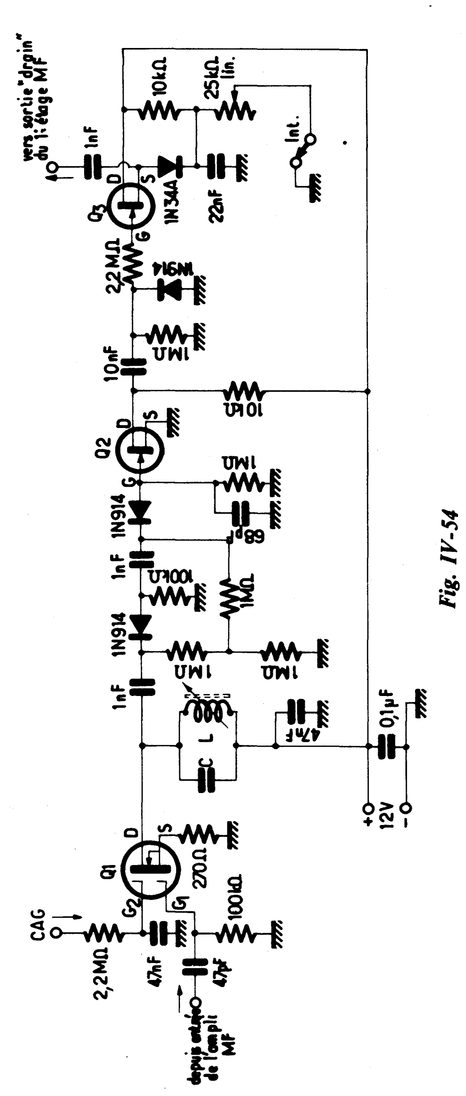


Fig. IV-54

Noise Blanker

Des systèmes étouffeurs de parasites agissant en MF par rétroaction sont fréquemment mis en œuvre sur les appareils transceivers commerciaux pour ondes décamétriques ou pour VHF ; ils portent le nom de « noise blanker ».

Naturellement, plusieurs montages de ce genre peuvent être envisagés ; nous nous limiterons à proposer celui qui est représenté sur la figure IV-54. Les impulsions parasites sont amplifiées par le transistor Q_1 (type R C A 40673), puis rectifiées, et les créneaux négatifs correspondants sont utilisés pour le blocage de l'amplificateur MF durant ces impulsions. Les transistors Q_2 et Q_3 peuvent être du type 2N 3819, ou BF 245, ou MPF 102. La mise en service de ce dispositif s'effectue par la fermeture de l'interrupteur *Int.,* et son seuil d'entrée en action est réglable par le potentiomètre (ou résistance ajustable) de 25 kΩ. Naturellement, le circuit accordé LC doit être réglé sur la valeur « moyenne fréquence » du canal MF du récepteur.

§ 11. — Indicateur d'accord et « S-mètre »

Dans un récepteur de trafic, il est toujours utile de disposer d'un indicateur donnant le point exact d'accord et la puissance relative du signal incident. Les contrôles passés aux correspondants n'en sont que plus sérieux.

La mesure de la valeur relative du champ incident des émetteurs reçus est confiée au « S-mètre ».

Rappelons que nous avons déjà rencontré des montages de « S-mètre » lors de l'examen des figures IV-22, 51 et 52. Nous verrons aussi, plus loin, au cours du paragraphe 15 du présent chapitre, un montage de « S-mètre » combiné avec un dispositif d'accord « silencieux » (fig. IV-65).

D'ailleurs, bien d'autres schémas sont encore possibles, mais on peut parfois avoir besoin d'un montage autonome de « S-mètre », et c'est la raison pour laquelle nous

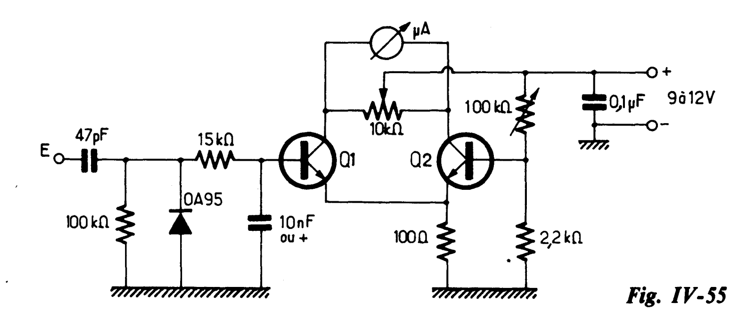


Fig. IV-55

publions le schéma de la figure IV-55. Nous avons deux transistors identiques Q_1 et Q_2 (du type BFX93, ou similaire) montés symétriquement ; entre les deux collecteurs, nous avons un microampèremètre (100 à 200 μA) et un potentiomètre bobiné linéaire de 10 kΩ sur le curseur duquel aboutit l'alimentation. En l'absence d'émission reçue, on équilibre le pont afin que l'aiguille du microampèremètre soit à zéro. Le point E doit être connecté sur le côté « chaud » du secondaire du dernier transformateur MF (côté aboutissant à la diode de détection BF).

Lorsqu'un signal est reçu par le récepteur, il est détecté par la diode OA95 ; une tension apparaît et se trouve appliquée sur la base de Q_1. Cette tension, proportionnelle à l'amplitude des signaux de l'émission reçue, déséquilibre le pont, et l'aiguille du microampèremètre dévie à son tour proportionnellement. Ce montage offre une réponse très linéaire et une bonne stabilité thermique.

Un autre montage intéressant et très sensible, commandé directement par la tension CAG, comportant un transistor tampon Q (type 2N 3819, BF 245 ou MPF 102) et un circuit intégré IC amplificateur différentiel (type CA 3053 — RCA) est représenté sur la figure IV-56. Il a été prévu un potentiomètre permettant l'ajustage de la *sensibilité* du montage et un potentiomètre pour le réglage du *zéro* du « S-mètre » ; l'indicateur est un milliampèremètre à déviation totale pour 1 mA.

●

Étalonnage des « S-mètres »

Quel que soit le système choisi, le cadran de l'instrument sera gradué de zéro à neuf unités « S » du code international RST, indiquant ainsi la valeur relative de la tension H.F. à l'entrée du récepteur.

Voici le procédé d'étalonnage le plus communément employé :

Il faut disposer d'un générateur H.F. de mesures, dont on contrôle la tension de sor-

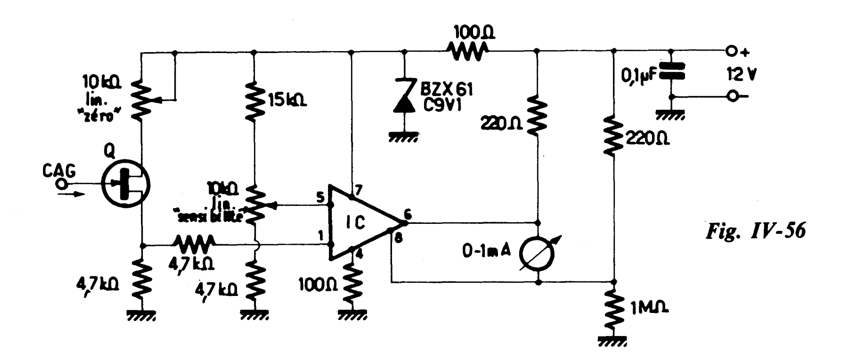


Fig. IV-56

tie à l'aide d'un voltmètre électronique. D'autre part, admettons que la limite d'audibilité du récepteur, ou le niveau normal du bruit de fond, corresponde à un signal d'entrée de 0,5 microvolt fourni par le générateur H.F. (ceci est un *exemple,* bien entendu) ; ici, pour la déviation de l'aiguille, nous marquons S1.

En fournissant successivement, à l'aide du générateur H.F. attaquant l'entrée du récepteur des tensions de 1, 2, 4, 8, 16, 32..., etc., microvolts, nous noterons les points correspondant aux déviations de l'aiguille, à savoir S2, S3, S4, S5, S6, S7, etc., et ce, en *doublant* chaque fois la tension d'entrée, jusqu'à S9.

Ceci est le seul moyen d'étalonner un « S mètre » d'une manière correcte. On satisfait bien, en effet, la définition de l'unité « S » du code qui veut que chaque augmentation de 1 point corresponde à une tension d'entrée double, autrement dit à une puissance quadruple. Le point de départ consiste à définir exactement la position de S1 correspondant au niveau normal du bruit de fond, ou la limite à partir de laquelle on commence à déceler la trace d'une station. Il va de soi que la position S1 est déterminée, le poste étant installé à la place qu'il doit occuper, avec l'antenne qui lui est réservée, et tous les circuits correctement alignés.

Par convention, on se donne quelquefois, également, S9 comme correspondant à 100 microvolts.

Au-dessus de S9, en continuant à doubler successivement la tension d'entrée, on détermine, sur le cadran de l'instrument, des points distants de 6 en 6 décibels (chaque intervalle de S correspond d'ailleurs à 6 dB également). Il est alors facile de faire les repères normaux, à savoir : 5, 10, 15, 20, 25..., etc., décibels au-dessus de S9.

Le « S mètre » est un instrument indispensable sur tout récepteur de trafic ; *mais il importe que son étalonnage soit fait avec précision.* Les contrôles passés aux correspondants sont alors d'un gros intérêt... incomparables avec les contrôles auditifs toujours influencés par le sentiment !

§ 12. — Oscillateur de battement pour la télégraphie (B.F.O.)

Pour la réception des ondes entretenues pures (télégraphie non modulée ou CW), il est nécessaire d'hétérodyner les signaux amplifiés par les étages moyenne fréquence. On arrive à ce but en faisant interférer les signaux à leur sortie de l'amplificateur M.F., avec l'oscillation d'une petite hétérodyne locale. Par battement des deux fréquences, on obtient une note audible de 600 à 1000 hertz, par exemple, dont la hauteur est réglable au gré de l'opérateur.

La figure IV-57 représente le schéma d'un B.F.O. utilisant un transistor Q du type BF 594 ou similaire. Le bobinage oscillateur est en fait réalisé par un transformateur

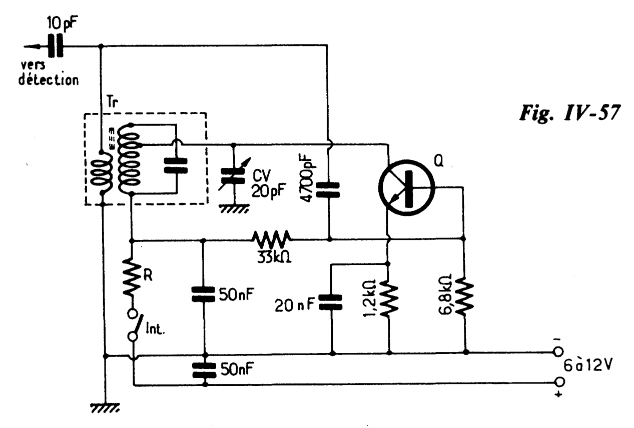


Fig. IV-57

moyenne fréquence T_r du type miniature (utilisé sur les récepteurs portatifs à transistors) ; ce transformateur est connecté comme le montre le schéma et on ajuste le noyau de façon à obtenir la note de battement souhaitée (réglage manuel extérieur par CV). La résistance R fait 1,2 kΩ pour 6 V et 2,7 kΩ pour 12 V. Le B.F.O. est mis en fonctionnement par la fermeture de l'interrupteur *Int.*

A ce moment, il ne faut pas oublier de supprimer l'action de la C.A.G. en la court-circuitant. En effet, l'oscillation de l'hétérodyne locale injecte sur la diode de détection B.F. une tension additive ; si la C.A.G. est en service, il en résulte une augmentation de sa tension de commande et, par suite, une diminution importante de la sensibilité du récepteur.

Enfin, il est indispensable de blinder efficacement tous les circuits de l'oscillateur de battement, les oscillations qu'il engendre ne devant pas atteindre les circuits d'entrée du récepteur, sous peine d'être amplifiés comme des signaux incidents normaux.

Nous rappelons ici qu'un autre montage de B.F.O. à transistors a été vu précédemment lors de l'examen de la figure IV-52. Dans ce montage, l'injection de l'oscillation n'est pas directe ; elle se fait par l'intermédiaire d'un transistor tampon. En outre, le réglage de la note est obtenu, non par un petit condensateur variable, mais par une diode varicap commandée par l'intermédiaire d'un potentiomètre. Mais il va de soi que ces mêmes dispositions peuvent toujours être appliquées à tout autre montage oscillateur B.F.O.

D'ores et déjà, nous devons préciser que le B.F.O. n'est pas seulement mis en œuvre pour l'hétérodynage des signaux de télégraphie non modulée. On l'emploie aussi en réception S.S.B. (B.L.U.), conjointement avec un détecteur de produit, pour la reconstitution de l'onde porteuse supprimée à l'émission. Dans ce dernier cas, il est impératif que l'oscillation du B.F.O. soit rigoureusement stable en fréquence, sans quoi d'incessantes retouches de réglage seraient nécessaires pour maintenir la compréhensibilité des messages B.L.U. reçus. Le constructeur doit donc apporter le plus grand soin à la réalisation pratique de cet oscillateur : choix des composants, rigidité mécanique, éloignement des sources de chaleur, etc.

Une autre solution réside dans l'utilisation d'un B.F.O. à quartz... et disons même à deux quartz. En effet, par le choix judicieux des quartz et leur mise en service par un simple commutateur, il est ainsi possible de sélectionner, de recevoir, soit la bande latérale inférieure, soit la bande latérale supérieure, selon le mode de transmission B.L.U. effectué.

La figure IV-58 représente un montage de ce genre ; le transistor Q est du type 2N 4124 ou similaire (non critique). Les quartz X_1 et X_2 ont des fréquences ayant respectivement 1,5 kHz de plus et 1,5 kHz de moins que la fréquence de réglage MF. Le circuit L_1 C_1 (constitué par une section de transformateur MF) est sensiblement accordé sur la valeur MF (non critique) pour

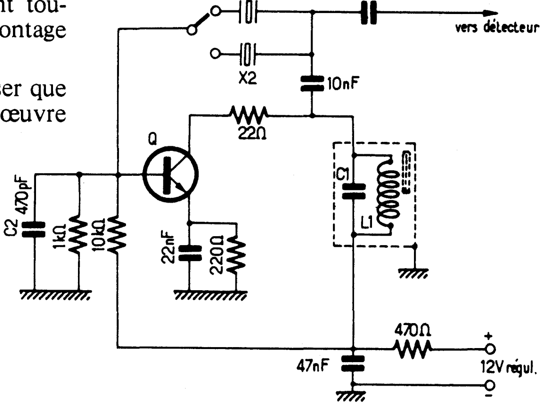


Fig. IV-58

une bonne oscillation des quartz ; pour ce dernier point, on pourra aussi jouer sur la valeur de la capacité du condensateur C_2.

Dans tous les cas, il est toujours recommandé d'effectuer l'alimentation d'un B.F.O. à partir d'une tension stabilisée.

§ 13. — L'amplificateur BF et l'alimentation

La section amplificatrice BF a pour rôle d'amplifier les signaux qui apparaissent aux bornes de la résistance de détection et qui sont, en général, d'une amplitude trop faible pour actionner un reproducteur quelconque. La section basse fréquence d'un récepteur de trafic peut, naturellement, varier depuis le simple étage amplificateur de tension actionnant un casque, jusqu'à l'amplificateur à plusieurs étages avec push-pull final débitant sur un gros haut-parleur.

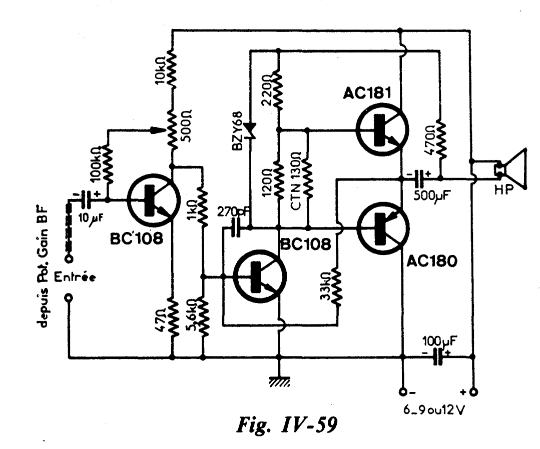


Fig. IV-59

Un montage à transistors, très classique, à trois étages est représenté sur la figure IV-59. L'étage final utilise un transistor NPN type AC181 et un transistor PNP du type AC180. L'impédance d'entrée est de 10 kΩ, et celle de sortie de 5 Ω. L'étage d'entrée et l'étage driver comportent chacun un transistor NPN type BC108. L'une des principales caractéristiques de ce montage est la compensation automatique de température par thermistance CTN et diode Zener qui maintient constant le courant de repos des transistors de l'étage final. La tension d'alimentation est de 6, ou 9, ou 12 volts ; le choix se fait sans modification de résistances, mais uniquement par réglage d'équilibre au moyen du potentiomètre ajustable de 500 Ω. Le réglage à l'oscilloscope est recommandé pour cet ajustage de fonctionnement ; il se fait par l'observation de la symétrie de l'écrêtage à la limite de la distorsion. Il faut noter que le haut-parleur est relié au « plus » ; il est donc recommandé de l'isoler totalement de la masse. De plus, l'étage driver est alimenté par l'intermédiaire de la bobine mobile du haut-parleur ; de ce fait, si ce dernier vient à être débranché, les transistors de sortie sont bloqués, et c'est là une bonne sécurité. Normalement, le haut-parleur doit avoir une bobine mobile présentant une impédance de 5 Ω. En utilisation normale et avec une tension d'alimentation de 12 volts, la puissance maximale de sortie est de 2 watts environ.

On peut aussi envisager l'emploi d'un casque à basse impédance qui sera branché entre le point commun des émetteurs des transistors de sortie et la masse avec l'intercalation d'un condensateur de 50 μF en série.

Nous proposerons enfin un montage ne faisant appel qu'à un circuit intégré (type SL402 de Plessey). Le schéma de montage est indiqué sur la figure IV-60 ; le circuit intégré SL402 comprend un ensemble préamplificateur de tension suivi d'un amplificateur de puissance délivrant 1,5 à 2 watts sur un haut-parleur de 8 ohms.

Le montage proposé associe ce circuit intégré à un correcteur « graves/aiguës » par potentiomètres. La résistance ajustable de 100 kΩ se règle une fois pour toutes pour le dosage du gain du préamplificateur intégré (à ajuster pour le minimum de souffle avec le maximum de gain, et sans accrochage). Une sortie pour casque de faible impédance est également prévue.

L'alimentation se fait sous 12 volts (—) à la masse. Le circuit intégré doit être muni d'un refroidisseur dont la figure IV-61 représente le croquis de fabrication et d'installation.

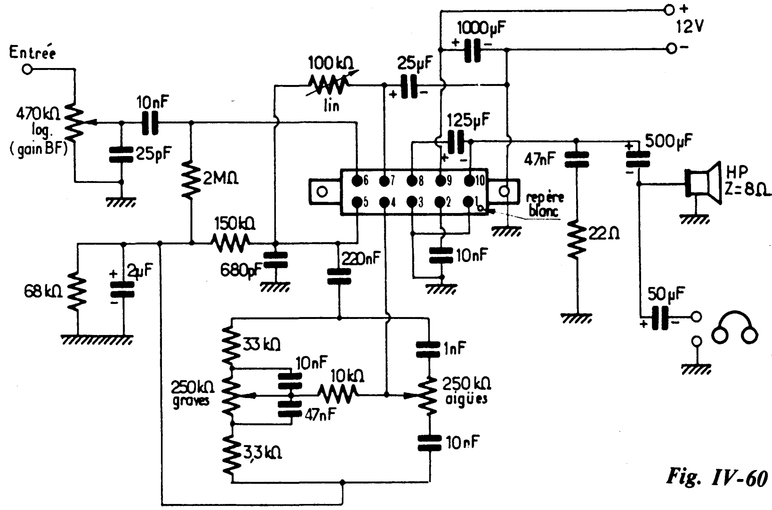


Fig. IV-60

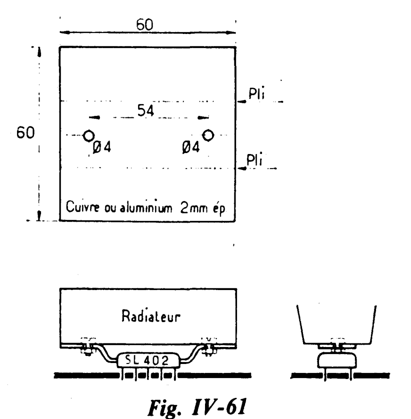


Fig. IV-61

Il est absolument évident que l'on peut tout aussi bien prévoir l'emploi d'un circuit intégré amplificateur BF d'un tout autre type tel que TBA641, TBA810, TBA820, TDA1051, etc.

Alimentation

L'alimentation à partir du secteur, dans le cas d'un récepteur à lampes, ne présente aucune difficulté (tension de chauffage et tension anodique) ; le cas échéant, on pourra se reporter au chapitre VI, § 1.

Dans le cas d'un récepteur à transistors, deux solutions peuvent être envisagées :

a) *Sur batterie* (piles ou accumulateur) de 6, ou 9, ou 12 V, selon la tension d'alimentation requise ; il n'y a alors aucun problème. Parfois, on adopte une tension de 12 V pour la section BF afin d'obtenir davantage de puissance, et une tension de 6 ou de 9 V pour tous les autres étages, tension obtenue simplement à l'aide d'une résistance chutrice de valeur adéquate découplée à la masse par un condensateur électrochimique (et éventuellement stabilisée par une diode Zener convenable).

b) *Sur secteur :* On peut employer une ali-

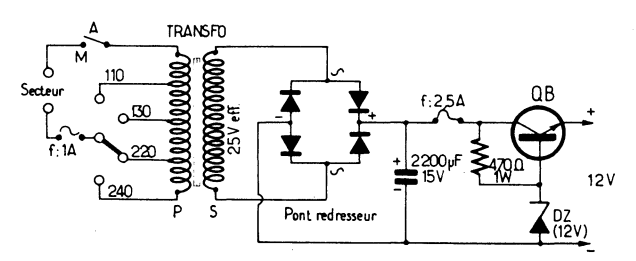


Fig. IV-62

mentation du genre de celle représentée sur la figure IV-62. Il s'agit d'une alimentation délivrant une tension de 12 volts stabilisée, régulation assurée par un transistor ballast QB type 2N 3055 (monté sur un petit refroidisseur) contrôlé par une diode Zener DZ type BZX61/C12 (tension de Zener = 12 V). Le secondaire du transformateur doit délivrer 18 à 25 V eff. (non critique) 2,5 A ; le redressement est effectué par un pont monolithique type B4Y2/140M (de R.T.C.), ou par un pont constitué par quatre diodes séparées type BY126 (R.T.C.).

§ 14. — Oscillateur d'étalonnage à cristal

Ne nous méprenons pas, il ne s'agit nullement d'un appareil de mesure, mais d'un simple circuit d'étalonnage qu'il est recommandé de monter directement sur le récepteur de trafic lui-même.

Beaucoup de récepteurs professionnels ou de trafic utilisent deux cadrans : l'un pour « amener » la bande, l'autre pour l'étalement de cette bande (recherche des stations) ; revoir § 3. Afin de pouvoir utiliser l'étalonnage du cadran d'étalement, il faut évidemment régler *très exactement* le cadran principal. L'une des meilleures méthodes pour effectuer ce réglage, consiste à employer un indicateur oscillateur à quartz.

Outre l'utilisation ci-dessus, il est toujours intéressant de connaître avec précision, de pouvoir repérer rapidement et avec exactitude, l'extrémité des bandes attribuées aux amateurs.

Ce circuit porte aussi parfois le nom de « marqueur », car il génère une marque, un repère, un « pip » audible, tous les 100 kHz, sur toutes les gammes décamétriques, ce qui permet également la vérification facile du calibrage du récepteur.

Voyons maintenant le schéma d'un marqueur 100 kHz à transistor (fig. IV-63). Le transistor Q est du type AF116 et le circuit de charge de son collecteur est constitué par la bobine L_1 (bobine d'arrêt type R 100) et le condensateur C_1. La bobine L_2 comporte 95 tours de fil de cuivre émaillé de 1/10 de mm enroulés sur un mandrin de 10 mm de diamètre à noyau de ferrite. Le point A se relie généralement à l'entrée « antenne » du récepteur ; l'intercalation d'un élément non-linéaire dans la liaison, en l'occurrence une diode OA85, favorise l'amplitude des harmoniques de rangs très élevés. Le condensateur ajustable Ca de 500 pF se règle une fois pour toutes afin d'obtenir le battement nul de l'harmonique 2 de l'oscillateur (200 kHz) avec l'émetteur de Droitwich (200 kHz précisément) sur la gamme GO d'un récepteur quelconque (correction du quartz).

Un autre montage possible est celui de la figure IV-64. Il comporte deux transistors identiques Q_1 et Q_2 (des types BF115, BF594, BSY63, 2N2369A, etc.). Le circuit est intéressant, car il ne nécessite aucun

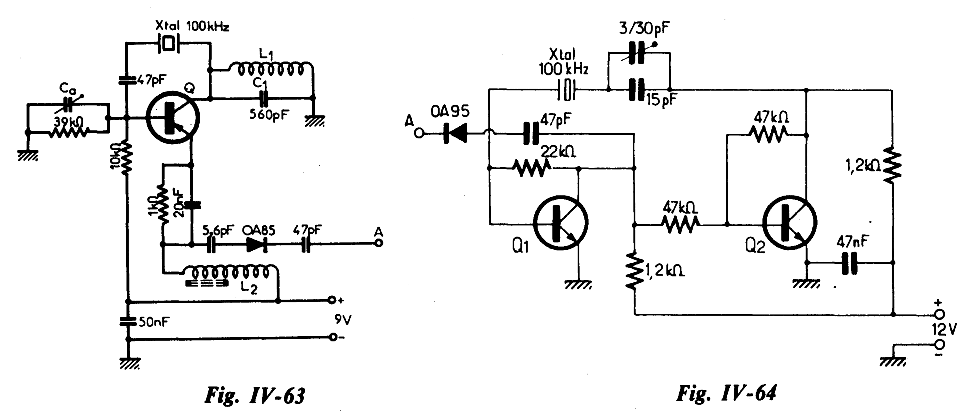


Fig. IV-63

Fig. IV-64

bobinage. Le condensateur réglable à air de 3 – 30 pF permet d'ajuster très exactement l'oscillation du quartz sur 100 kHz (par observation du battement nul de l'harmonique 2 avec l'émetteur de Droitwich – 200 kHz). Comme précédemment, le point A se relie généralement à la douille « antenne » du récepteur. Voir également chapitre XVIII - § 5.

§ 15. — L'étage de silence ou « squelch-circuit »

Lorsque, dans un poste muni d'une commande automatique de volume, et encore mieux dans un récepteur à commande automatique de volume différée, aucun signal n'existe aux bornes du secondaire du dernier transformateur M.F. précédant la détection, la sensibilité du récepteur est maximum ; en fait, dans ces conditions, les étages H.F. et M.F. ne reçoivent aucune tension de « freinage » émanant de la C.A.G. De cette sensibilité exacerbée résulte un bruit de fond considérable dû à l'amplification et à la détection des parasites de toutes sortes : parasites d'origine extérieure, ainsi que le souffle des étages amplificateurs H.F. et changeur de fréquence. Ce dernier bruit-parasite (souffle des circuits amplificateur H.F. et changeur de fréquence) est surtout très gênant, parce que relativement important, dans les récepteurs V.H.F.

Il y a donc intérêt, pour le confort de l'écoute en l'absence de signal reçu, à « couper » la sensibilité du récepteur et à ne faire apparaître cette sensibilité que lorsqu'un signal supérieur à une certaine valeur apparaît sur le circuit détecteur.

De tels circuits doivent, bien entendu, être déclenchés automatiquement. Ces dispositifs s'appellent « accord silencieux » ou « squelch-circuit » ; l'expression américaine « squelch » est d'ailleurs très imagée, car elle correspond très exactement ici à l'expression familière « couper le sifflet ».

Le principe de la méthode est simple : il se ramène à « bloquer » un étage de la partie amplificatrice B.F. (généralement, le premier) lorsque la composante continue de la tension détectée est inférieure à une certaine valeur correspondant au maximum de sensibilité que l'on ne désire pas dépasser.

Précisons que les dispositifs silencieux ne diminuent absolument pas la *sensibilité réelle* des récepteurs.

Dans un récepteur de trafic très sensible, le souffle et les bruits parasites ont, en l'absence de signal reçu, un niveau sonore très élevé. L'écoute, *particulièrement sur V.H.F.,* où les stations sont peu nombreuses, peut être rendue, de ce fait, très pénible. C'est la raison pour laquelle le montage d'un circuit silencieux est tout à fait indiqué et recommandé sur les récepteurs de trafic V.H.F. D'ailleurs, tous les récepteurs de trafic V.H.F. de classe comportent un « squelch-circuit » d'origine.

•

Passons maintenant à l'examen d'un dispositif de ce genre. Ce montage, représenté sur la figure IV-65, associe un circuit « silencieux » et un indicateur d'accord.

La diode D_1 est le détecteur du récepteur.

Le signal B.F. est disponible en A. Les résistances R_1 et R_2 forment un diviseur de tension B.F. important et en B le signal B.F. est fortement atténué avant le transistor Q_1 qui fonctionne en amplificateur à émetteur commun. Le gain obtenu compense l'affaiblissement précédent, indispensable pour éviter les distorsions de non-linéarité dans cet étage B.F.

La tension d'émetteur est déterminée par le potentimètre « Seuil » P_1. Pour chaque position de P_1, la polarisation de base est donnée à travers R_3. L'état du transistor, bloqué ou non, dépend de cette polarisation, et donc de l'amplification B.F.

La diode D_2 maintient les caractéristiques du silencieux pour des signaux B.F. très puissants.

Le signal utile est recueilli en C.

La diode D_3, branchée dans le sens inverse de D_1, n'a aucune influence pratique sur le circuit d'origine du récepteur. Elle redresse le signal M.F. et la tension continue naissant en D est amplifiée par l'amplificateur de courant continu Q_2.

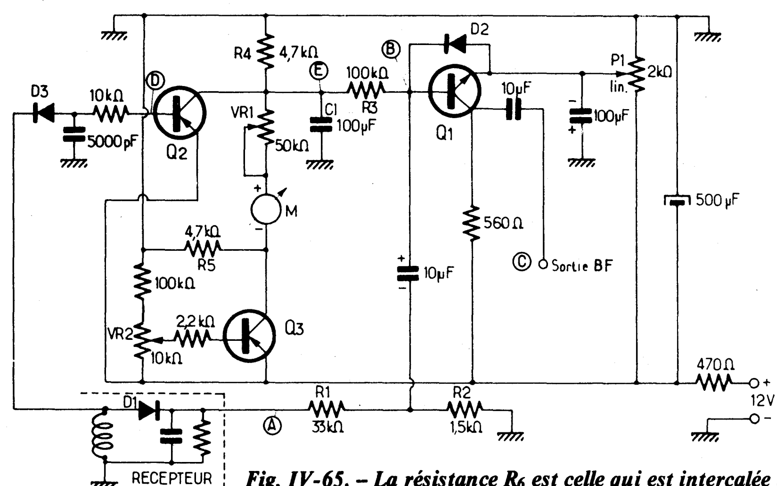


Fig. IV-65. – La résistance R_6 est celle qui est intercalée dans le circuit de collecteur de Q_1 (560 Ω sur le schéma).

La tension obtenue en E commande l'amplification du transistor B.F. Q_1 à travers R_3.

L'état de Q_1 dépend donc de l'amplitude du signal reçu.

La manœuvre de P_1 permet de polariser Q_1 à la limite de l'état conducteur et non conducteur. Les variations de tension continue, amplifiée par Q_2, sont importantes par rapport à la tension B.F. divisée. Dans ce montage, Q_1 ne fonctionne plus en amplificateur à gain variable, mais en amplificateur par tout ou rien, d'où l'effet de silencieux.

Un galvanomètre M mesurant la tension en E, qui dépend du signal capté, constitue un indicateur d'accord sensible (voire un S-mètre).

Les essais ont montré que le montage du seul galvanomètre entre E et la masse donnait des indications également en fonction de la température... Pour y remédier, il faut monter le galvanomètre M dans une branche d'un pont comportant deux transistors du même type. Q_3 assure la stabilisation thermique du circuit.

M dévie totalement pour une intensité entre 100 et 500 μA.

La résistance variable VR_1 détermine la sensibilité de l'indicateur et VR_2 permet d'ajuster le zéro du pont.

La constante de temps du système est assez longue (forte capacité C_1) pour l'utilisation avec des signaux BLU.

Les diodes D_2 et D_3 sont des diodes au germanium très ordinaires du type OA85, OA95 ou 1N60... Les résistances R_4 et R_5 ont une valeur critique (tolérance 5 %) ; la résistance R_6 dépend du type de Q_1 et peut se situer entre 300 Ω et 2 kΩ. Q_1 est un transistor B.F. (NPN) de bon gain (2N1304 ou 1308) ; pour Q_2 et Q_3, des types AC192 conviennent.

§ 16. — Souffle ; bruit de fond. Sensibilité

La *sensibilité utilisable* d'un récepteur est une notion extrêmement importante ; cependant, elle reste assez nébuleuse dans beaucoup d'esprits parce qu'elle a rarement fait l'objet d'une définition bien précise.

La *sensibilité* (tout court) d'un récepteur est, par contre, l'une de ses caractéristiques bien définie : C'est le nombre de microvolts qu'il convient d'appliquer à l'entrée du

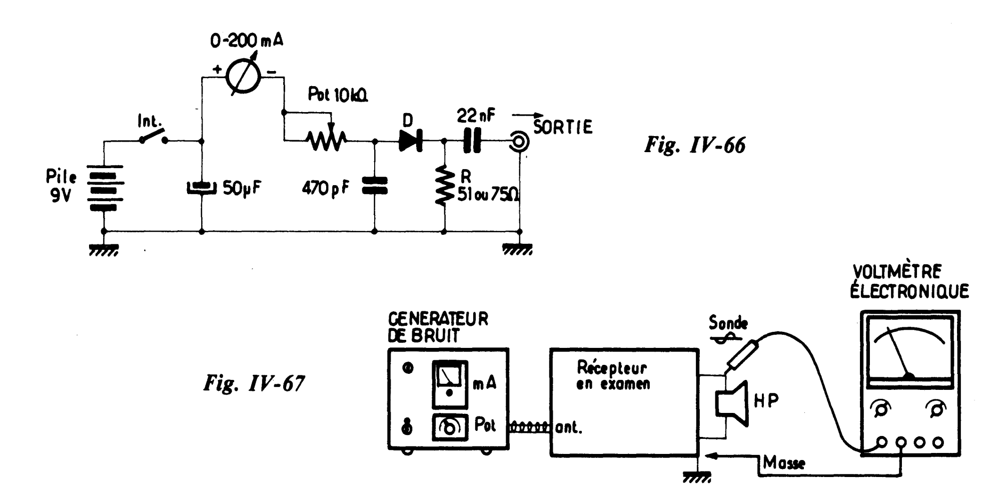


Fig. IV-66

Fig. IV-67

récepteur pour obtenir une puissance modulée de 50 milliwatts en sortie.

Malheureusement, ceci n'est pas totalement satisfaisant. Dans la notion de *sensibilité utilisable,* il convient de faire intervenir en outre le rapport « signal/souffle ». En effet, à quoi servirait d'obtenir une amplification considérable pour la réception des signaux faibles, si ces derniers sont noyés dans le souffle ou les bruits de fond divers et sont, de ce fait, inutilisables ? Mais alors, d'où provient le bruit de fond ?

Nous pouvons classer les bruits indésirables dans deux grandes catégories :

a) Les bruits extérieurs au récepteur tels que des parasites atmosphériques, les parasites d'origine industrielle ou ménagère, et le souffle interstellaire (ou bruits cosmiques) ;

b) Les bruits propres au récepteur qui sont d'origine thermique et sont produits par l'antenne, les circuits et les lampes ou transistors.

Contre les bruits extérieurs, nous ne pouvons rien, et ils ne dépendent pas des qualités (ou des défauts) du récepteur. En première analyse, nous pouvons débrancher l'antenne de notre récepteur ; nous éliminons ainsi les sources de bruits extérieurs. Le bruit de fond qui subsiste alors dans ces conditions peut être considéré comme étant généré par le récepteur proprement dit (le souffle d'origine thermique propre à l'antenne étant ainsi également éliminé).

*
* *

Générateur de bruit

La figure IV-66 représente le schéma d'un générateur de bruit très simple. L'alimentation est fournie par une pile de 6 V et la source proprement dite de bruit est constituée par la diode D (diode au silicium type B A W 21 A ; ne pas employer une diode ordinaire au germanium). L'impédance de sortie est pratiquement déterminée par la valeur de la résistance R (51 ou 75 Ω). L'ensemble doit être monté dans un coffret métallique clos, le coffret étant relié électriquement à la masse du montage.

Le niveau du signal de bruit disponible à la sortie coaxiale peut être ajusté par la manœuvre du potentiomètre Pot. de 50 kΩ.

*
* *

Mesure du facteur de bruit

Le principe de la mesure est excessivement simple. Nous entrerons dans les détails plus loin, mais disons simplement que l'on mesure tout d'abord la puissance de souffle du récepteur seul. Puis, on

connecte le générateur de bruit et l'on règle son potentiomètre de façon à obtenir une puissance de souffle *double* de la précédente.

La figure IV-67 montre les branchements à effectuer. Un voltmètre électronique muni de sa sonde pour tensions alternatives est connecté à la sortie B.F. du récepteur.

Ce voltmètre mesure la *tension* alternative produite par le souffle. Or, la puissance étant proportionnelle au carré de la tension ($P = E^2/R$), pour une puissance double de souffle le voltmètre devra indiquer une tension 1,414 fois plus grande (1,414 étant la racine de 2, comme chacun sait).

Néanmoins, cette tension de 1,414 fois plus grande ne correspondra *à une puissance* double appliquée à l'entrée que si le récepteur n'est pas saturé et fonctionne dans des parties bien linéaires de ses caractéristiques, notamment en ce qui concerne l'étage de détection.

Indiquons également que durant nos mesures, l'action de la C.A.G. doit être supprimée.

Le générateur de bruit étant à l'arrêt, on met le récepteur en position de sensibilité *maximum.*

Notons la tension de souffle indiquée par le voltmètre de sortie. Le potentiomètre du générateur est alors manœuvré jusqu'à ce que cette tension de sortie augmente de 1,414 fois.

Notons l'intensité indiquée par le milliampèremètre du générateur dans cette condition ; soit I, cette intensité.

Le facteur de bruit F du récepteur est donné par la formule :

$$F = 20\ I\ R$$

avec I = ampère et R en ohms (51 ou 75 Ω).

On exprime aussi parfois le facteur de bruit en décibels. Comme il s'agit d'un rapport de puissances, il suffit de se souvenir que :

F en décibels = 10 log. F

A titre indicatif, on a :

F	FdB
2	3
4	6
6	7,8
8	9

Rapport de désaccord

Une autre méthode d'évaluation de la qualité d'un récepteur est le procédé « detune ratio » ou rapport au désaccord.

Si nous court-circuitons le circuit accordé d'entrée, le souffle qu'il sera possible de mesurer à la sortie du récepteur sera pratiquement dû exclusivement au tube ou au transistor amplificateur H.F., puisque dans un appareil bien conçu le souffle des autres étages peut être négligé. En conséquence, le circuit d'entrée étant court-circuité, la tension de souffle en sortie doit être aussi faible que possible (tube ou transistor H.F. à faible résistance équivalente de souffle).

D'autre part, le circuit accordé d'entrée produit un souffle dont la puissance est proportionnelle à son impédance à l'accord exact (impédance pour laquelle il faut tenir compte de l'amortissement apporté par l'impédance d'entrée du tube ou transistor à la fréquence considérée), et ce, l'antenne étant débranchée.

Pour l'obtention d'une grande amplification, cette impédance doit être très grande. En conséquence, avec antenne débranchée et circuit d'accord d'entrée non en court-circuit, la tension de souffle mesurée à la sortie du récepteur devra être aussi grande que possible, ce souffle provenant dans ce dernier cas en majeure partie du circuit d'accord d'entrée.

Nous pouvons donc déterminer un nouveau coefficient de qualité pour n'importe quel récepteur, en faisant le rapport de ces deux tensions de souffle. C'est le coefficient « detune ratio » ou coefficient (DR).

Voici maintenant, comment pratiquement on le mesure.

Un voltmètre alternatif de sortie ou outputmètre est branché à la sortie du récepteur (comme il est montré, d'ailleurs, sur la figure IV-67). Le générateur de bruit n'est pas utilisé, mais comme d'habitude la C.A.G. du récepteur est supprimée. D'autre part, comme nous l'avons dit, l'antenne n'est pas branchée au récepteur ; à ce sujet, on vérifiera bien que l'étage H.F. n'entre pas en auto-oscillation (antenne débranchée) comme cela arrive hélas trop souvent sur des récepteurs V.H.F. mal conçus. Le réglage de sensibilité est poussé au maximum.

Régler alors le potentiomètre B.F. pour obtenir une tension de souffle en sortie relativement importante ; soit E_1 cette tension.

Sans modifier le réglage du potentiomètre B.F., court-circuiter le circuit accordé d'entrée. Le voltmètre de sortie indique alors une tension de souffle beaucoup plus faible ; soit E_2 cette tension.

Le coefficient (DR) est donné en faisant le rapport des deux tensions.

Nous avons :

$$(DR) = \frac{E_1}{E_2}$$

Il est bien évident que lors de la première mesure (circuit d'entrée non en court-circuit), ce circuit doit être *parfaitement accordé* à la résonance — ainsi que les autres étages du récepteur évidemment — pour la fréquence à laquelle est fait l'examen.

*
* *

Exemples numériques

Sur un récepteur type « professionnel » pour le trafic aéronautique, nous nous sommes livrés à quelques mesures. Nous les indiquons ci-dessous, car ce récepteur couvre la bande V.H.F. de 100 à 156 MHz ; autrement dit, la bande « amateurs » de 144 à 146 MHz s'y trouve incluse. De ce fait, nous pensons que nos amis lecteurs O.M. pourront faire des comparaisons utiles avec leur récepteur (ou adaptateur) par la bande 144 MHz.

1° Les mesures pour le coefficient (DR) nous ont donné les valeurs suivantes : $E_2 = 2$ V, pour $E_1 = 30$ V ; d'où :

$$(DR) = \frac{30}{2} = 15$$

Plus le coefficient (DR) est *grand,* meilleur est le récepteur. Mais avec un coefficient (DR) de 10, on peut déjà considérer, sur V.H.F., qu'il s'agit d'un bon récepteur.

2° Pour ce même récepteur, la mesure du facteur de bruit F par la méthode exposée précédemment, nous a donné :

$$F = 4{,}5$$

Plus le facteur de bruit F est *petit,* meilleur est le récepteur. Mais pour F = 5, on peut déjà dire qu'il s'agit d'un bon récepteur V.H.F.

Ces deux méthodes de mesure et d'appréciation sont bien loin de faire double emploi ; au contraire, nous pouvons dire qu'elles se complètent.

§ 17. — Compléments utiles à un récepteur :

1° Circuit B.F. à sélectivité variable ou à réjection.

Le petit appareil que nous allons décrire a été réalisé par Oswald G. Villard, Jr et Donald K. Weaver, Jr ; il s'intercale facilement à l'entrée de tout amplificateur B.F.

L'appareil (1), bien que relativement simple, fonctionne soit en amplificateur B.F. à *sélectivité réglable,* soit en *filtre B.F. à réjection ;* accessoirement, on peut l'utiliser également en oscillateur B.F.

Dans ces trois fonctions, la fréquence d'opération peut être choisie en un point quelconque du registre B.F. par la manœuvre d'un simple bouton. Le degré de sélectivité dans la position « amplificateur » est réglable d'une manière continue, et d'une façon telle, que la profondeur de l'*affaiblissement* dû à l'arc de réjection, dans la position « filtre à réjection », est indépendante du réglage.

(1) Baptisé « Selectoject » par ses promoteurs.

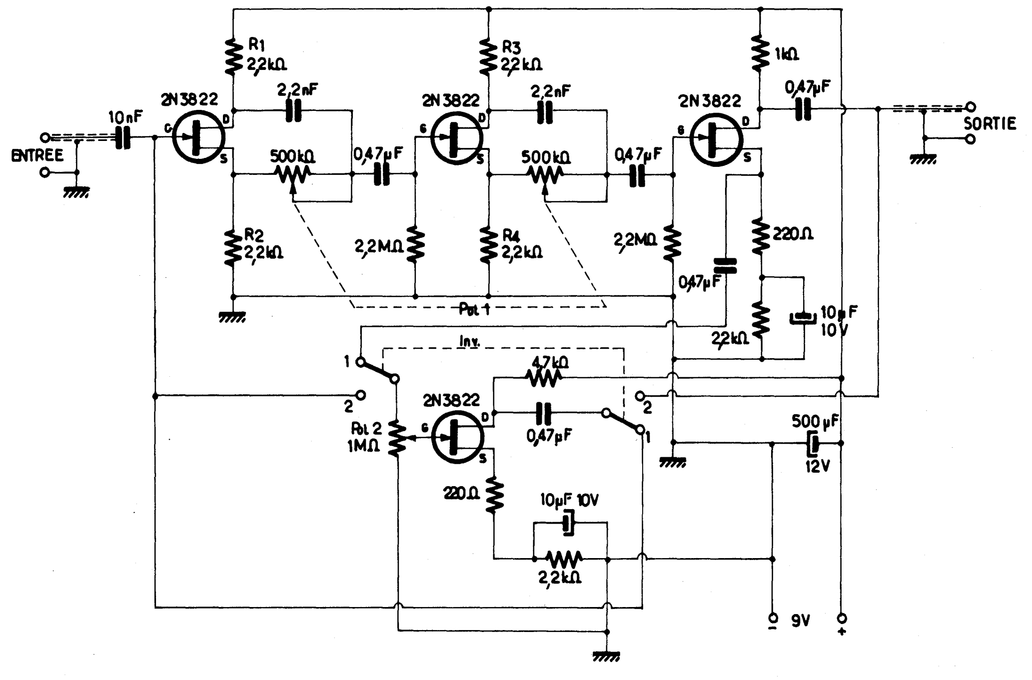


Fig. IV-68

Dans le trafic en téléphonie, l'appareil peut être utilisé pour rejeter les sifflements d'hétérodynage ; même remarque pour la réception des signaux télégraphiques. Dans les deux cas, la bande passante obtenue est comparable à celle donnée par un filtre M.F. à cristal, si on le désire, et seul le signal voulu est amplifié.

La figure IV-68 représente une version transistorisée du « Selectoject ». Le montage utilise des transistors FET du type 2N 3822 de Texas-Instruments ; ces transistors conviennent particulièrement bien dans cette utilisation du fait des impédances très élevées qu'ils présentent.

Afin d'obtenir une parfaite symétrie, il est nécessaire d'avoir rigoureusement $R_1 = R_2$ et $R_3 = R_4$. On peut utiliser des résistances de précision à tolérance de 1 %, ou bien sélectionner à l'ohmmètre des résistances *par paires* présentant des valeurs absolument égales.

Le « Selectojet » s'intercale à l'entrée de la section BF du récepteur ; précisons : entre la sortie de détection et le potentiomètre de volume. Cette introduction n'apporte pratiquement aucune augmentation du gain *moyen* BF.

L'inverseur bipolaire à bascule Inv. permet de déterminer le mode de fonctionnement de l'appareil :

position 1 = amplificateur sélectif (et éventuellement, oscillateur) ;

position 2 = filtre à réjection.

Le potentiomètre jumelé double Pot. 1 (2 × 500 kΩ linéaire) détermine la *fréquence* d'opération.

Quant au potentiomètre Pot. 2 (1 MΩ linéaire), son réglage agit sur le degré de sélectivité (largeur de la bande transmise).

Comparativement aux transistors classiques, on pourra être surpris par les valeurs élevées des résistances utilisées. C'est qu'il

s'agit, rappelons-le, de transistors à effet de champ qui présentent des impédances très élevées et que l'on peut comparer presqu'en tous points à des lampes pentodes.

L'appareil utilisé en filtre-réjecteur peut soutenir la comparaison avec n'importe quel filtre MF à quartz ; les principes sont d'ailleurs bien différents. Tout sifflement d'interférence, tout QRM, tout hétérodynage d'où qu'ils viennent, sont pratiquement éliminés par le réglage convenable du potentiomètre Pot. 1 (Fréquences).

2° Filtre BF pour phonie et CW

Dans les récepteurs de trafic, les filtres BF sont utilisés pour réduire le niveau des signaux indésirables dont les fréquences se situent au-dessus et au-dessous de la bande des fréquences qui correspondent à la modulation parlée (ceci, dans le cas de transmission en radio-téléphonie). C'est ainsi que l'on a l'habitude de considérer le registre utile des transmissions parlées comme s'étendant de 300 à 3 000 Hz. Naturellement, les fréquences situées au-dessus et au-dessous de ces limites contribuent à donner le timbre propre à chaque voix ; mais il est certain qu'elles ne servent à rien au point de vue *intelligibilité*, et en cas de brouillages, on peut très bien les supprimer. C'est le rôle du filtre BF.

Lors de la réception des signaux télégraphiques (CW), la bande passante BF peut être réduite encore bien davantage, puisqu'il suffit d'admettre une bande de fréquences laissant simplement passer la note du battement produit par le B.F.O. du récepteur avec les signaux CW reçus (battement généralement choisi entre 600 et 1 000 Hz).

Le filtre que nous proposons est extrêmement sélectif ; il utilise des circuits à bobines et condensateurs. Un simple commutateur permet de déterminer et de choisir trois positions de sélectivité :

Position 1 = 400 Hz CW
Position 2 = 200 Hz CW
Position 3 = 3 000 Hz Phonie

Une quatrième position élimine tout circuit de filtre et assure une transmission totale de la bande BF. Cette position intercale simplement un circuit atténuateur uniforme, provoquant une atténuation générale sensiblement équivalente à celle des autres positions du filtre, ceci afin d'éviter une suramplification BF lorsqu'on met le filtre hors service.

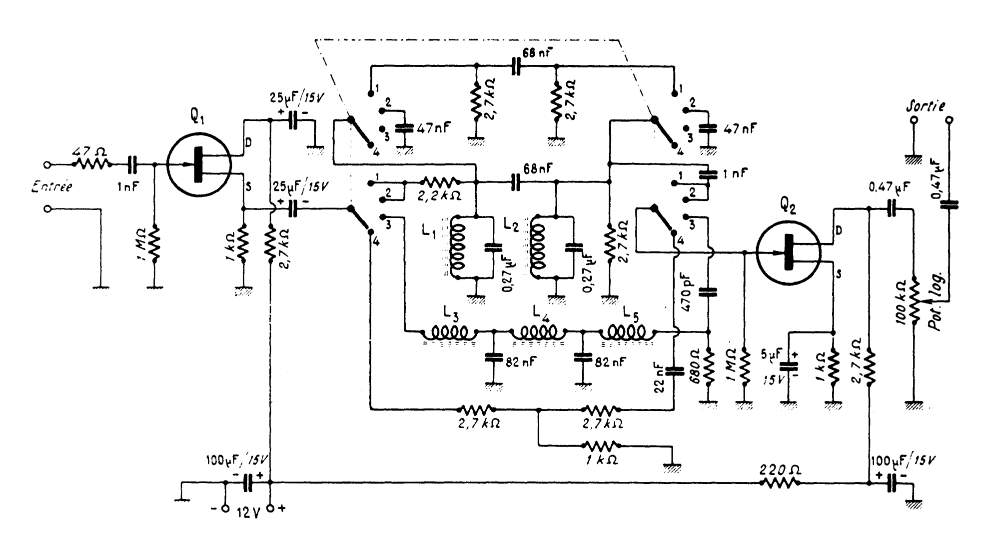


Fig. IV-69

Mais examinons plus en détails l'ensemble de l'appareil dont le schéma complet est représenté sur la figure IV-69.

Le filtre utilise deux transistors Q_1 et Q_2 à effet de champ, FET canal N, du type 2N 3822 ou type similaire. Le transistor Q_1 est monté en « source follower » ; l'impédance d'entrée est élevée, ce qui permet l'utilisation du filtre aussi bien sur les récepteurs de trafic à lampes que sur ceux à transistors, sans provoquer de perturbations.

Le transistor Q_2 apporte l'amplification nécessaire pour compenser l'atténuation due aux filtres ; le gain est d'ailleurs ajustable grâce à un potentiomètre de 100 kΩ. L'alimentation s'effectue sous une tension de 12 V :

– soit par redressement et filtrage ;

– soit par piles ;

– soit à partir d'une tension continue quelconque, prélevée sur le récepteur, convenablement chutée et découplée.

Pour la télégraphie, en position 2, le filtre passe-bande est centré sur la fréquence de 900 Hz (fréquence choisie pour le battement du B.F.O.) avec une largeur de bande de seulement 200 Hz. En position 1, du fait de l'adjonction d'un réseau à résistances et condensateur, cette largeur de bande se trouve portée à 400 Hz.

Pour la téléphonie, en position 2, le filtre mis en service présente une fréquence de coupure brusque à partir de 3 000 Hz et au-dessus. D'autre part, les fréquences inférieures à 300 Hz sont atténuées grâce au condensateur de liaison de 470 pF intercalé à la sortie du filtre.

Il va sans dire que si l'on veut obtenir les fréquences de coupure et les largeurs de bande indiquées, il faut respecter les valeurs des éléments constituant les filtres. Nous avons employé des composants aux valeurs normalisées qu'il conviendra de suivre à 10 % près. En ce qui concerne les bobinages, nous avons :

$L_1 = L_2 = L_3 = L_5 = 88$ mH ; fil de cuivre émaillé de 35/100 de mm. $L_4 = 124$ mH ; même fil.

La difficulté majeure réside précisément dans le bobinage de ces enroulements. Deux solutions sont possibles, chacune présentant ses avantages et ses inconvénients :

1° Utilisation de tores en ferroxcube (R.T.C.) ; qualité 3E1 ; type 29/19/7,5 ; bobinage long et difficile, mais aucun risque possible d'induction.

2° Utilisation de pots en ferroxcube (R.T.C.) ; type FP30/19 ; qualité 3H1/3B7 ; bobinage aisé ; vis de réglage permettant l'ajustage de l'inductance (variation de 10 %) ; mais induction possible. Utiliser la vis de réglage « noire » ; les deux demi-pots devront être bien joints, serrés et collés.

Les nombres de tours sont les suivants :

pour 88 mH,
sur tore : 228 tours ;
sur pot : 235 tours ;

pour 124 mH,
sur tore : 270 tours ;
sur pot : 276 tours.

D'ailleurs, dans tous les cas, après exécution des bobinages, il est prudent de mesurer le coefficient de self-induction obtenu, avant le montage de ces bobinages dans les circuits (si l'on veut être certain des fréquences de résonance).

D'autre part, en ce qui concerne la seconde solution proposée et si elle est adoptée, il faut veiller à enrouler tous les bobinages dans le *même* sens. En outre, lors de la construction, ils seront tous placés dans la *même* position dans le montage. Le filtre sera installé assez loin de tout transformateur d'alimentation et, le cas échéant, orienté de telle sorte qu'il n'y ait aucune induction sur les bobinages.

Ces recommandations étant mises à part, le procédé de construction est laissé au choix du réalisateur : soit circuits imprimés, soit montage sur plaquette perforée genre Veroboard, soit câblage conventionnel, soit montage en coffret séparé, soit incorporation dans un récepteur existant, etc.

Toutes les résistances sont du type 0,5 W, tolérance 10 %. Les condensateurs (sauf les

électrochimiques) sont du type mylar pour les capacités de 0,27 μF et 0,47 μF, et du type disque céramique tolérance 10 % pour toutes les autres capacités.

Le commutateur est un modèle rotatif à galette, 4 circuits, 4 positions.

Il est recommandé de faire des connexions aussi courtes que possible entre composants.

Pour son installation et son utilisation, ce filtre doit être intercalé entre la sortie du potentiomètre de volume et l'entrée du premier étage BF du récepteur de trafic.

*
* *

D'ores et déjà, il est bien certain que l'amateur peut concevoir la réalisation d'un récepteur de trafic complet par l'assemblage judicieux des divers montages d'étages étudiés jusqu'ici. Néanmoins, l'examen de plusieurs appareils complets, tant pour ondes décamétriques que pour VHF, ne sera pas pour autant oublié dans le cours de cet ouvrage.

CHAPITRE V

ETUDE DES ELEMENTS D'UN ÉMETTEUR

§ 1. — Résistance et pertes des circuits oscillants

Nous avons déjà vu que la résistance d'un conducteur est considérablement plus élevée en haute fréquence qu'en courant continu, la répartition du courant H.F. n'étant pas uniforme dans la section de ce conducteur (la densité du courant est très forte au voisinage de la périphérie et très faible au centre). Or, lorsque ce conducteur est enroulé de façon à réaliser une bobine, sa résistance en H.F. est encore plus grande : la densité de courant est plus élevée au voisinage de la surface tournée vers l'intérieur de l'enroulement ; de plus, chaque spire étant soumise au champ créé par l'autre et par l'enroulement complet, des courants tourbillonnaires y prennent naissance et se superposent au courant principal, provoquant de nouvelles pertes d'énergie. Nous avons déjà défini, à propos des récepteurs, le facteur de qualité Q ou facteur de surtension d'une bobine :

$$Q = \frac{L\omega}{R} \qquad (\omega = 2\,\pi f)$$

En fait, lorsqu'un C.O. (1) est excité par une force électromotrice alternative E, la tension développée aux bornes de la bobine à la résonance est E', et nous avons :

$$\frac{E'}{E} = \frac{L\omega}{R}$$

On emploie parfois aussi le décrément δ. Dans un circuit qui oscille, le rapport de l'énergie dissipée en une demi-période à l'énergie emmagasinée, est égal à δ, et on a la relation suivante, liant Q à δ :

$$Q = \frac{\pi}{\delta}$$

Considérons un instant un circuit oscillant LC (2) de résistance R, accordé sur la fréquence d'excitation et placé dans le circuit anodique d'un tube amplificateur H.F. (étage P.A.). Seule, une partie de la puissance W_o fournie par l'alimentation est transformée par le tube en énergie H.F., W_{hf}. On a toujours :

$$W_o > W_{hf}$$

et $W_o = W_{hf} + W_j$

W_j étant l'énergie perdue dans le tube sous forme de chaleur (effet Joule), énergie qui ne doit jamais excéder la dissipation admise par le constructeur. En fin d'analyse, le rendement du tube considéré est :

$$r = \frac{W_{hf}}{W_o}$$

Mais il ne faut pas en conclure prématurément que l'énergie W_{hf} est conduite en totalité au circuit de sortie (circuit rayonnant d'antenne, par exemple). Une partie de cette puissance est dissipée dans le circuit oscillant LCR, mentionné plus haut.

En cours de fonctionnement, la tension H.F. maximum (E_{max}) développée aux bor-

(1) C.O. : circuit oscillant.

(2) Circuit à bobine et condensateur en parallèle, appelé circuit antirésonnant.

nes du circuit antirésonnant, ne peut dépasser la tension V_0 de la source d'alimentation. On doit toujours avoir $U_{max} < V_0$, et la différence $V_0 - U_{max}$ se nomme, nous l'avons vu au chapitre II, tension de déchet : V_d.

On admet, en général, une tension de déchet V_d égale à 15 % de la tension d'alimentation V_0 pour un tube convenablement excité et normalement chargé.

(donc $U_{max} = 85\ \%\ V_0$).

D'autre part, un courant alternatif I de fréquence *f* traverse la capacité C et a pour valeur :

$$I = 2\ \pi fCU$$

C étant la capacité du condensateur, en farads ; U la tension aux bornes, en volts.

La puissance perdue W_p dans le circuit a donc pour expression :

$$W_p = RI^2_{eff} = R\left(\frac{I_{max}}{\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{RI^2_{max}}{2}$$

$$= \frac{RC^2\omega^2U^2_{max}}{2} = \frac{L\omega C^2\omega^2U^2_{max}}{2Q}$$

puisque $Q = \frac{L\omega}{R}$

Mais $LC\omega^2 = 1$, puisque nous sommes à la résonance, et finalement :

$$W_p = \frac{C\omega U^2_{max}}{2\ Q}$$

Cette expression montre que, pour des C.O. d'égale qualité, l'énergie perdue est faible lorsque l'on fait C également faible. Il ne faut cependant pas abuser dans ce sens, d'abord parce qu'il faut laisser au condensateur une certaine marge pour obtenir un accord correct sans trop d'acrobaties et ensuite parce qu'il y a une valeur minimum à respecter si l'on veut obtenir, dans le C.O., une intensité qui, comme allure, tende vers la sinusoïde (sinon attention aux harmoniques !). En fait, pour avoir un bon rendement H.F., on est obligé de faire fonctionner les tubes amplificateurs par « impulsions » si l'on peut dire, le courant anodique ne passant que pendant une fraction de la période.

On se rend donc bien compte que le rendement de l'étage complet est inférieur au rendement propre du tube. De tout cela, nous tirerons les conclusions pratiques suivantes :

1° Emploi du minimum d'isolant, même de la meilleure qualité.

2° Emploi d'un condensateur variable parfait ; la liaison au rotor (lames mobiles) sera faite par un bout de câble ou une large lame de clinquant (cuivre) soudée en bout d'axe et travaillant à la torsion.

3° La bobine — point capital — sera réalisée avec soin ; ses dimensions géométriques, diamètre D et longueur *l*, seront liées par les relations suivantes, donnant une idée approximative des proportions :

$D < l < 1{,}5\,D$

Une self-inductance est admise de bonne qualité lorsque l'écartement entre spires est deux fois le diamètre du conducteur utilisé (en d'autres termes, lorsque le pas de l'enroulement est égal à trois fois le diamètre du conducteur). Cependant, pour des raisons d'encombrement, on fait généralement les bobinages avec écartement entre spires égal au diamètre du conducteur ; ce qui n'empêche pas d'obtenir d'excellentes bobines !

Dans la plupart des montages d'émission d'amateur, la bobine du dernier circuit oscillant (circuit ampli P.A./H.F.) pourra être faite avec du fil de cuivre de 2 à 4 millimètres de diamètre extérieur.

4° Enfin, le conducteur constituant la bobine se prolongera jusqu'aux bornes du condensateur variable d'accord.

Après le rappel de ces quelques éléments de base, nous renvoyons le lecteur au chapitre VII spécialement consacré à la détermination des circuits oscillants.

Remarque sur le montage des C.V. de C.O. parcourus par la H.T.

Disons enfin que, schématiquement, on représente un circuit oscillant comme le montre la figure V-1 A. Mais pratiquement,

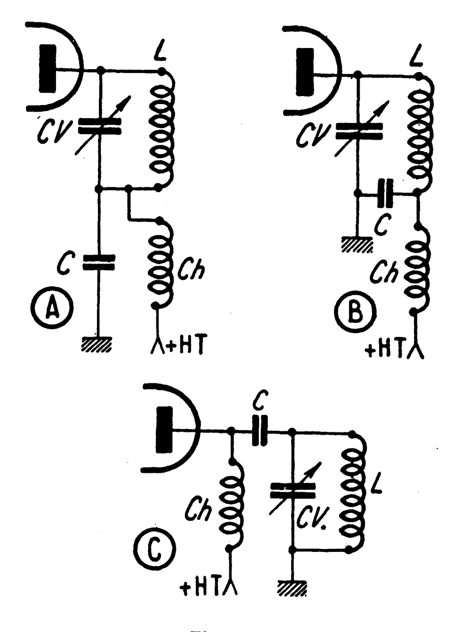


Fig. V-1

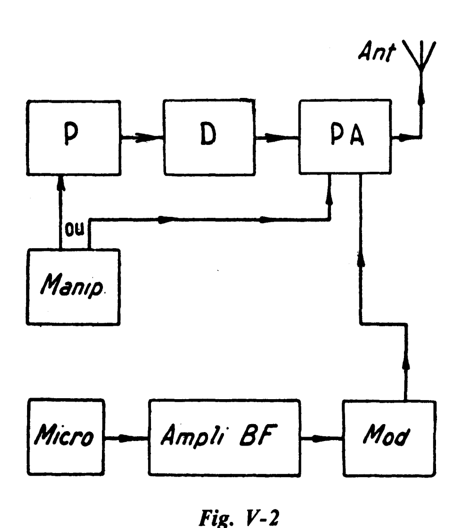


Fig. V-2

on peut tout aussi bien utiliser les montages V-1 B et C sans modifier les valeurs ; montages sensiblement équivalents au montage A et qui permettent de pouvoir relier les lames mobiles du C.V. à la masse (cas particulièrement intéressant lorsque le C.O. est parcouru par la H.T., la *fixation* du C.V. devenant plus commode). Nos lecteurs ne manqueront pas de se souvenir de cette importante remarque au moment de la construction de leur émetteur.

Les montages A et B sont dits à alimentation-série ; le montage C, à alimentation parallèle.

La bobine d'arrêt Ch est indispensable dans le montage C, tandis qu'elle est facultative dans les montages A et B.

D'autre part, s'il s'agit d'un étage *modulé* par l'anode, la valeur du condensateur C se situe entre 2 000 et 5 000 pF ; dans le cas d'un étage non modulé (ou dont la modulation est appliquée sur une autre électrode que celle comportant le C.O. en question), il est possible d'employer des condensateurs de capacité plus élevée.

Note. — Avant de poursuivre par l'étude de chaque partie d'un *émetteur,* il convient de fixer les idées du lecteur sur l'« assemblage » des dites parties dans la constitution d'un poste. C'est le but du tableau synoptique de la figure V-2 (émetteur modulé en amplitude).

Nous avons :

P = étage pilote.

D = étage tampon ou multiplicateur de fréquence (un ou plusieurs, selon le cas).

PA = étage final amplificateur de puissance H.F.

Manip = manipulation s'effectuant, en général, soit sur le pilote, soit sur l'étage H.F. final.

Micro = microphone (entrée B.F.).

Ampli B.F. = préamplificateur et amplificateur basse fréquence.

Mod. = modulateur (étage final B.F. de puissance) ; dans les émetteurs d'amateurs, la modulation est appliquée, généralement, sur l'étage final H.F.

Ant. = antenne d'émission.

§ 2. — Rôle du pilote

L'Administration des P.T.T. ne donne un avis favorable pour l'autorisation d'une station d'émission privée, que si : « l'émetteur est conçu et monté sous sa forme définitive en tenant compte des exigences de la technique actuelle ».

L'amateur doit donc *obligatoirement* réaliser un émetteur piloté soit par « quartz », soit par « maître-oscillateur ».

Un émetteur piloté suppose un ensemble comportant, au minimum, deux étages : une lampe O, dite lampe pilote, montée en oscillatrice à faible puissance, qui induit des oscillations dans le circuit grille d'une seconde lampe A, plus « forte », montée en amplificatrice H.F. de puissance chargée par l'antenne rayonnante. En d'autres termes, l'oscillation de la lampe O — ou un de ses harmoniques — est amplifiée par la lampe A (qui fonctionne en amplificatrice uniquement et non en auto-oscillatrice, répétons-le ; et si la lampe O décroche pour un motif quelconque, l'antenne ne rayonne plus, aucune oscillation ne lui étant transmise par la lampe A.

Dans un tel montage correctement réalisé, les divers réglages de l'émetteur n'ont pratiquement aucune dépendance mutuelle.

L'Administration recommande même, à juste titre, l'utilisation de *trois* étages, c'est-à-dire un étage intermédiaire entre le pilote et l'étage final H.F.

Dans le cas des émetteurs à transistors, si l'on veut éviter toute réaction de l'étage final sur l'étage pilote, ce n'est pas *un* étage intermédiaire qu'il convient de prévoir, mais *plusieurs*.

Le pilote devra donc assurer la constance de la fréquence porteuse des signaux émis ; il sera parfaitement stable et réalisé avec un soin tout particulier.

L'étage pilote est ordinairement monté sur un petit châssis séparé du reste de l'émetteur et complètement blindé, afin de le soustraire aux réactions magnétiques ou statiques indésirables des autres circuits.

§ 3. — Divers « maîtres-oscillateurs »

N'importe quel montage oscillateur peut convenir pour réaliser un maître-oscillateur ; cependant, certains paraissent d'une plus grande faveur, parce que donnant une oscillation plus puissante ; d'autres sont plus riches en harmoniques et permettent une excitation plus facile de l'étage amplificateur H.F. sur plusieurs bandes ; enfin certains, et c'est bien là la qualité primordiale qu'il faut rechercher dans un pilote, sont remarquables par leur stabilité en fréquence.

Nous allons voir rapidement les oscillateurs les plus couramment utilisés comme pilote, en nous arrêtant cependant plus longuement sur les montages présentant quelque intérêt.

Oscillateur Hartley (fig. V-3)

La fréquence des oscillations est très stable ; mais ce montage présente cependant l'inconvénient de ne pas permettre de relier l'une des armatures du condensateur variable à la masse.

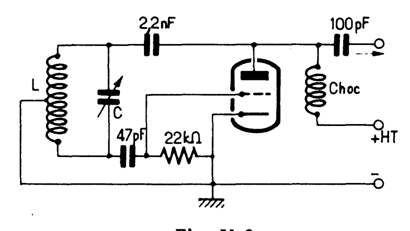


Fig. V-3

Oscillateur Hartley à réaction cathodique (fig. V-4)

Dans ce montage, les oscillations sont entretenues par un couplage « grille/cathode » l'anode étant un potentiel H.F. nul. La figure montre aussi la version transistorisée avec transistor à effet de champ ; elle représente également l'utilisation possible d'un transistor bipolaire PNP. Ces montages sont réputés très stables en fréquence. L'énergie disponible peut être prélevée sur la cathode (ou sur la source) par l'intermédiaire d'un simple condensateur ; mais on

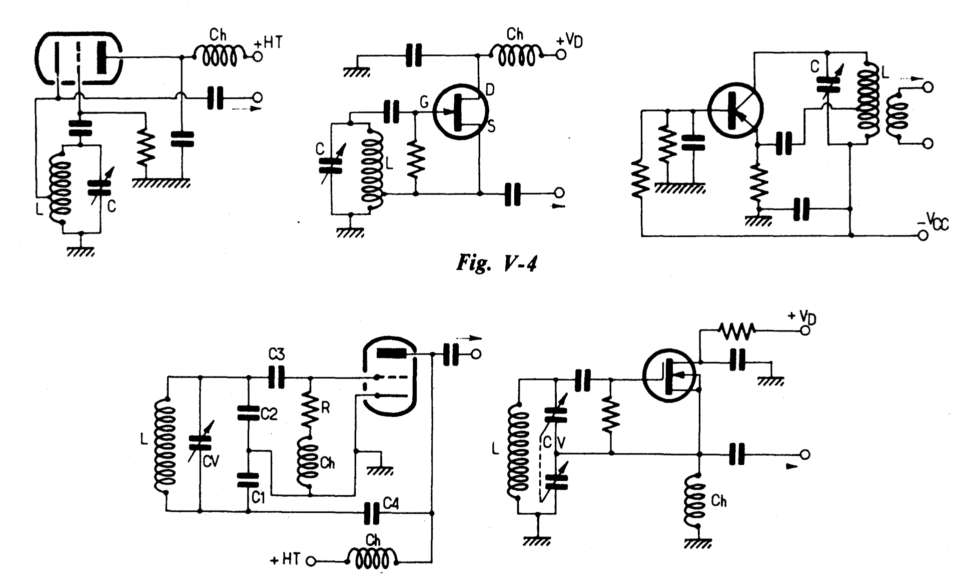


Fig. V-4

Fig. V-5

peut aussi utiliser un petit enroulement auxiliaire comme cela a été représenté pour l'osicillateur avec transistor PNP.

Oscillateur-Colpitts (fig. V-5)

La fréquence des oscillations est déterminée par le circuit L-CV, mais aussi par C_1 et C_2. Dans certains montages, on utilise un condensateur variable double (à deux cases), chaque case prenant alors la place de C_1 et C_2. Cet oscillateur est très stable ; cela est dû à ce que les condensateurs C_1 et C_2 sont montés en parallèle sur les capacités cathode-anode et cathode-grille du tube.

Ces capacités internes très faibles par rapport à C_1 et C_2, peuvent varier par l'échauffement des électrodes, sans entraîner de variation de fréquence des oscillations produites.

Dans le montage proposé, la cathode est à la masse, et l'énergie H.F. disponible est généralement prélevée sur l'anode. La bobine d'arrêt *Ch* située dans le circuit de grille est facultative et est bien souvent supprimée (pied de R directement à la masse).

Cette même figure représente un oscillateur Colpitts avec transistor MOS (drain à potentiel H.F. nul) ; l'énergie H.F. est prélevée sur la source par l'intermédiaire d'un condensateur.

Oscillateur Colpitts à accord série (ou oscillateur Clapp)

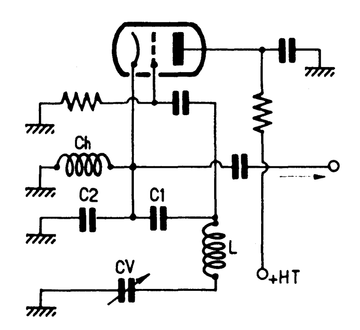
Le schéma de montage de l'oscillateur Colpitts à accord série — également connu sous le nom d'oscillateur Clapp — tel qu'il a été vulgarisé par la presse américaine, est représenté sur la figure V-6 (versions à lampe triode et à transistor MOS).

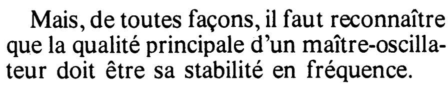
La fréquence d'oscillation est déterminée par le circuit formé, d'une part, du bobinage L, et d'autre part, de la capacité en parallèle sur ce bobinage ; cette capacité a pour valeur la capacité résultante du groupement en série de C_1, C_2 et CV.

Pour une *valeur donnée* du bobinage L, plus C_1 et C_2 seront grands, meilleure sera la stabilité.

Notes importantes

Dans l'étude des divers émetteurs que nous ferons au cours de cet ouvrage, nous aurons, d'ailleurs, l'occasion de voir leur application pratique dans chaque cas particulier.





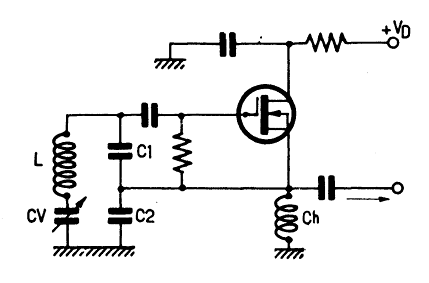


Fig. V-6

Mais, de toutes façons, il faut reconnaître que la qualité principale d'un maître-oscillateur doit être sa stabilité en fréquence.

Le manque de stabilité peut provenir des circuits (self-inductances, capacités, couplages) ; les causes de modification de ces éléments sont, en général : mobilité ou déformation des connexions et des bobines ; mauvais contacts dans les broches des bobinages et le rotor des CV ; déplacements par vibrations mécaniques (utilisation de supports antivibratoires) ; enfin, influence de la variation de température (emploi de matériaux peu sensibles à la température, à dilatation réduite).

Les tubes et transistors interviennent également pour une grande part dans le glissement de fréquence. Il y a variation de longueur d'onde pour toute modification du régime de fonctionnement, c'est-à-dire pour toute variation des tensions d'alimentation (nécessité d'utiliser une alimentation séparée et stabilisée pour le maître-oscillateur). Le courant grille est, lui aussi, une cause non négligeable de variation de fréquence.

Le déplacement d'un objet conducteur (ou de la main de l'opérateur) peut provoquer, dans bien des cas, un glissement de fréquence, d'où nécessité de placer le maître-oscillateur pilote à l'intérieur d'un coffret en aluminium, par exemple, relié à la masse, l'isolant ainsi électromagnétiquement et électrostatiquement de toutes influences extérieures.

Enfin, l'impédance d'utilisation (étage suivant), soit, en d'autres termes, la charge de l'oscillateur, peut provoquer aussi une dérive de fréquence. La stabilité ne reste intéressante que si l'on demande au pilote une très faible énergie H.F. Il faut donc obligatoirement faire suivre cet étage pilote par un et même *plusieurs* étages amplificateurs, qui seront, soit des étages tampons (amplification de l'oscillation fondamentale de fréquence F ; montage accordé ou apériodique), soit des étages doubleur de fréquence (amplification de l'harmonique de fréquence 2F). Dans ce dernier cas, il est intéressant de noter que l'on diminue davantage encore la réaction de l'amplificateur sur le pilote.

§ 4. — Oscillateur pilote quartz

A l'état naturel, les cristaux de quartz se présentent sous la forme de prismes hexagonaux surmontés de deux pyramides. La ligne imaginaire qui joint les deux sommets des pyramides se nomme axe optique. Nous représentons (fig. V-7) la section d'un cristal

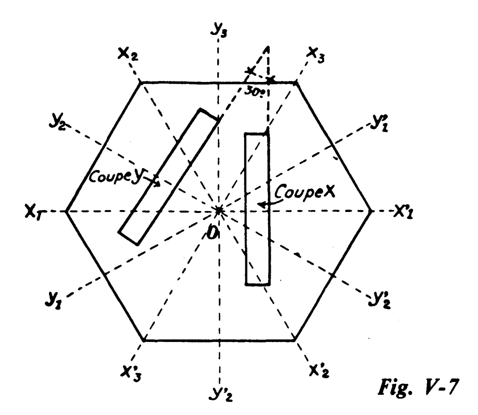


Fig. V-7

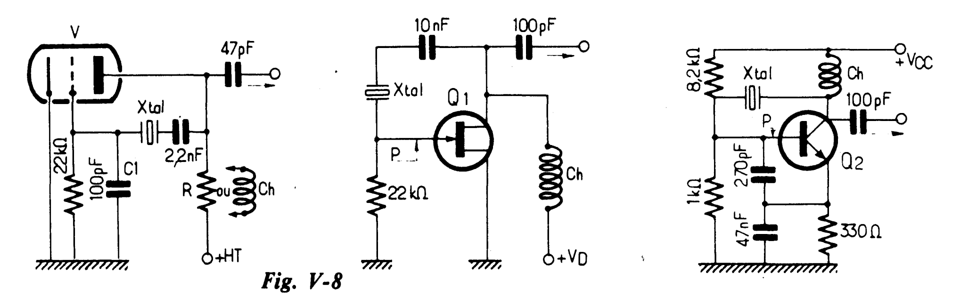


Fig. V-8

par un plan perpendiculaire à son axe optique (O est donc la section de l'axe optique).

Les trois axes X_1-X'_1, X_2-X'_2 et X_3-X'_3 sont les axes électriques ; et les axes Y_1-Y'_1, Y_2-Y'_2 et Y_3-Y'_3, perpendiculaires aux côtés du prisme hexagonal, se nomment axes mécaniques. Dans un tel prisme de quartz, on pourrait tailler des lames minces dans n'importe quel plan ou direction ; cependant, deux tailles principales présentent de l'intérêt :

– la taille X, ou coupe Curie,

– la taille Y, ou coupe à 30 degrés.

On pratique aussi la coupe A T. En considérant la constance des oscillations d'une lame de quartz, on s'aperçoit que le coefficient de température dépend de la taille de cette lame.

Lorsque les faces sont normales à l'axe électrique, ce coefficient est de $-(2 \times 10^{-5})$ environ ; quand elles sont à la fois parallèles à l'axe électrique et à l'axe optique, il est égal à $+(8 \times 10^{-5})$; enfin, pour des lames dont les faces sont parallèles à l'axe électrique et dont la normale fait un angle θ avec l'axe optique, le coefficient est égal à $+(8 \times 10^{-5})$ pour $\theta = 90°$, à $-(8 \times 10^{-5})$ si $\theta = 160°$, et il s'annule pour $\theta = 40°$ et 125°. En choisissant un de ces deux derniers angles pour la taille, on obtient des quartz à faible coefficient de température (coupe AT) ; l'effet piézo-électrique est un peu diminué, mais cela ne présente pas d'inconvénient notable en regard des avantages obtenus.

(Un coefficient positif indique que la fréquence augmente en même temps que la température ; pour un coefficient négatif, la fréquence diminue).

Montages oscillateurs à cristal

Nous verrons maintenant les montages les plus courants d'oscillateurs pilotés par cristal.

Oscillateur « Pierce » (fig. V-8)

C'est le montage le plus simple et sans doute le plus répandu des oscillateurs H.F. à quartz. Sur la figure, nous voyons tout d'abord un montage à lampe (V = genre 6C4 ou élément triode similaire) ; la charge d'anode peut être, soit une résistance, soit une bobine d'arrêt. La capacité du condensateur C_1 est assez critique et doit être respectée.

Ensuite, nous avons un montage avec transistor FET (Q_1 = MPF 102, ou similaire), puis une version avec transistor bipolaire NPN (Q_2 = 2N 4124, ou similaire) ; tension d'alimentation = 12 V.

Les bobines d'arrêt, non critiques, sont de l'ordre de 1 mH. Si des oscillations parasites à fréquence très élevée sont observées, on peut les supprimer en intercalant aux points P une résistance de l'ordre de 10 Ω, ou bien en glissant une perle de ferrite sur la connexion.

Des variantes complémentaires de l'oscillateur Pierce sont indiquées sur la figure V-9. Nous remarquons que le quartz est monté différemment et que nous avons un circuit accordé en sortie. Dans le montage à transistor NPN, il est prudent de glisser une perle de ferrite F_{xc} sur la connexion de base afin d'éviter des oscillations parasites à des fréquences indésirables. Les organes V, Q_1 et Q_2 sont des mêmes types que précédemment.

Dans tous les cas, les circuits LC doivent être accordés sur la fréquence du quartz uti-

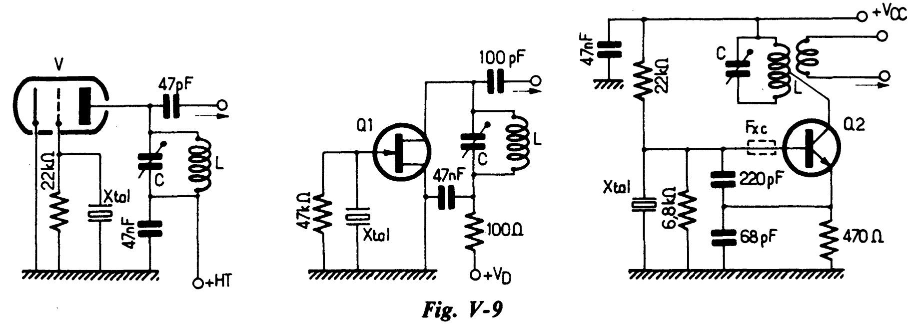


Fig. V-9

lisé, et c'est de cet accord exact que dépend l'entrée en oscillation du quartz.

En ce qui concerne les deux montages oscillateurs à lampe que nous avons indiqués sur les figures V-8 et 9, il va sans dire qu'ils peuvent tout aussi bien être réalisés avec des pentodes (alimentation de la grille-écran en supplément).

•

Note sur les oscillateurs à quartz à circuit accordé.

Le circuit LC de tels oscillateurs est toujours accordé à la résonance, soit sur la fréquence fondamentale du cristal, ou parfois sur une fréquence harmonique.

Cependant, il y a toujours intérêt à retoucher légèrement le condensateur variable d'accord en le faisant tourner du côté de la *capacité minimum* (1 à 2° environ). En d'autres termes, la résonance du circuit anodique se trouve sur une *fréquence très légèrement supérieure.* Au moment du ré-enclenchement de l'alimentation, on obtient ainsi un amorçage rapide et certain des oscillations : cas de la manipulation d'un pilote cristal, ou de « break-in » téléphonique (trafic rapide). Tandis que si le condensateur d'accord de plaque est réglé *exactement* à la résonance, on constate souvent quelques « hésitations » dans l'accrochage des oscillations.

•

Note concernant la fréquence marquée sur certains cristaux.

Certains cristaux provenant des surplus militaires américains sont marqués à des fréquences très élevées. Ce marquage du boîtier ne signifie rien quant à la fréquence réelle du quartz : il s'agit de la fréquence de sortie de l'émetteur.

Découlant de cette importante remarque, nous voudrions signaler un procédé rapide de vérification de la fréquence d'oscillation d'un quartz. A l'aide de deux tours de fil, il suffit de coupler le cristal au bobinage d'un oscillateur dip-mètre (voir ce dernier appareil au chapitre XVIII § 5). Ce couplage est représenté sur la figure V-10. En principe, on doit trouver le « dip », la chute du courant, pour l'oscillation fondamentale et les harmoniques *impairs* (rangs 5 ou 7 maximum) du quartz. Un conseil : manœuvrer le bouton de réglage de l'oscillateur grid-dip très lentement, car les « dips » sont excessivement pointus. Bien entendu, il ne saurait être question, par ce procédé, de mesurer *avec exactitude* la fréquence d'oscillation d'un cristal, l'oscillateur grid-dip n'étant pas un instrument suffisamment précis pour cela. Mais on a tout de même une indication valable permettant de juger de la fréquence d'oscillation du quartz et de la fréquence marquée sur son boîtier.

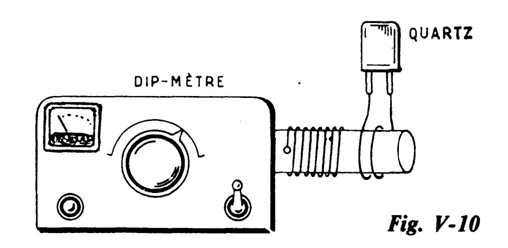


Fig. V-10

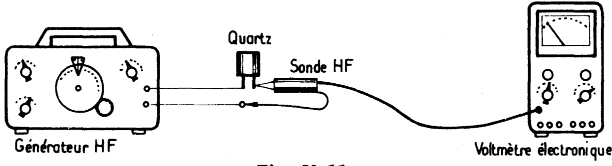


Fig. V-11

Un autre procédé de la mesure de la fréquence de résonance d'un quartz est indiqué sur la figure V-11. Le quartz est intercalé en série dans la sortie d'un générateur HF précis. On utilise d'autre part un voltmètre électronique muni de sa sonde H.F. Puis, on manœuvre lentement (1) le réglage du générateur H.F., et lorsqu'on passe sur la fréquence de résonance recherchée, l'aiguille du voltmètre électronique dévie brutalement.

•

Oscillateurs à quartz V.H.F.

Expérimentalement, on est parvenu à tailler des cristaux oscillant *directement* sur des fréquences très élevées. Mais ces cristaux sont, évidemment, très minces, et partant, excessivement fragiles ; aussi, commercialement, les fréquences les plus élevées dans la taille des cristaux sont de l'ordre de 28 à 30 MHz (2).

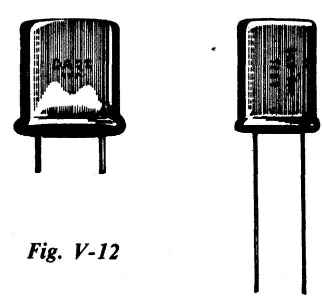


Fig. V-12

Les quartz modernes de fréquences élevées se présentent sous les deux formes normalisées de la figure V-12 : A gauche, série miniature, boîtier HC-6/U 19 × 19 × 8 mm ; broches de 1,27 mm, longueur 6 mm, écartement 12,35 mm. A droite, série subminiature, boîtier encore plus petit et sorties par fils.

Il s'agit toujours d'un cristal métallisé, sous atmosphère neutre, dans des boîtiers métalliques étanches. Ces cristaux, selon les modèles, oscillent soit en fondamentale, soit en overtone 3, soit en overtone 5, d'une part, et d'autre part, soit en résonance série, soit en résonance parallèle ; nous y reviendrons plus loin.

Avec les cristaux modernes de fréquences élevées tous les montages oscillateurs ne conviennent pas.

Souvent, les montages « Pierce » vus précédemment donnent satisfaction. Néanmoins, le cristal refuse quelquefois d'entrer en oscillation. Il est alors nécessaire d'ajouter une réaction au montage classique, afin d'obtenir l'accrochage des oscillations.

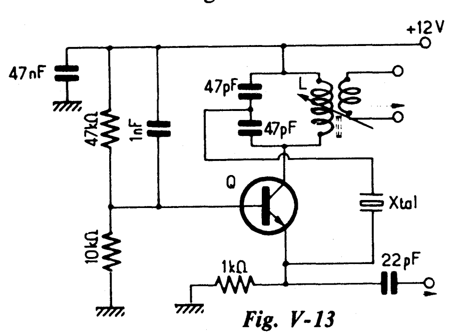


Fig. V-13

La figure V-13 représente un oscillateur à transistor pour quartz overtone. La réaction est déterminée par un pont de deux condensateurs de 47 pF en série, condensateurs dont la capacité résultante accorde la bobine L. Le circuit LC ainsi constitué doit être accordé en résonance sur la fréquence overtone du quartz. La liaison à l'étage faisant suite est faite, soit par un condensateur

(1) Très lentement, car l'entrée en résonance est très pointue.

(2) Ou, jusqu'à 90 MHz (voire davantage) en fonctionnement sur partiel 3 ou 5.

Références	Fréquences MHz	Tolérance %	Résonance	Capacité de charge	Mode d'oscillation
CR-18/U	1 à 20	± 0,005	Parallèle	32 pF	Fondamentale
CR-19/U	1 à 20	± 0,005	Série	néant	Fondamentale
CR-23/U	10 à 75	± 0,005	Série	néant	Overtone 3
CR-27/U	1 à 20	± 0,002	Parallèle	32 pF	Fondamentale
CR-28/U	1 à 20	± 0,002	Série	néant	Fondamentale
CR-32/U	10 à 75	± 0,002	Série	néant	Overtone 5
CR-52/U	10 à 61	± 0,005	Série	néant	Overtone 3
CR-54/U	50 à 87	± 0,005	Série	néant	Overtone 5

de 22 pF connecté sur l'émetteur du transistor, soit (ce qui est mieux) par une bobine auxiliaire de quelques tours couplée à L. Le transistor Q est du type 2N 706 (ou similaire).

Il va de soi que nous aurons encore l'occasion de voir bien d'autres oscillateurs à transistors tout au long de cet ouvrage.

A titre de documentation technologique, nous indiquons dans le tableau ci-dessus, les spécifications normalisées de fabrication en vigueur pour les quartz métallisés sous atmosphère neutre de la figure V-12 (spécifications militaires U.S.A.-MIL-C-3098B et normes C.C.T.U.).

Ces quartz sont mis au point et étalonnés sur *oscillateur « Butler »* dont le schéma est représenté sur la figure V-14. Pour des cristaux jusqu'à 30 MHz, le tube V est du type 12AT7, avec H.T. de 180 V et $R_1 = R_2 = 91\ \Omega$; pour des cristaux de fréquences supérieures à 30 MHz, il y a intérêt à choisir un tube du type 12AV7, avec H.T. de 150 V et $R_1 = R_2 = 56\ \Omega$.

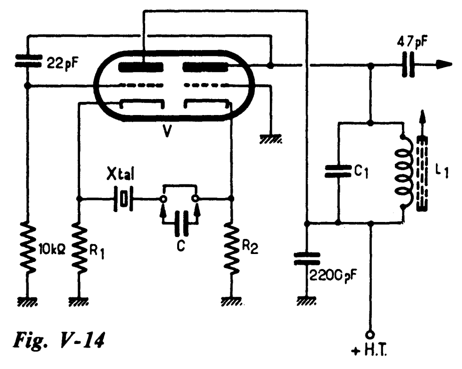


Fig. V-14

Cet oscillateur-quartz fonctionne en résonance série lorsque le cristal est connecté directement entre les deux cathodes ; il fonctionne en résonance parallèle (ou antirésonance) par l'intercalation d'un condensateur C en série avec le quartz.

La valeur de cette capacité C qui peut aller de 15 pF à 60 pF, modifie *légèrement* la fréquence d'oscillation du quartz. Comme cela a été indiqué dans le tableau, le quartz est normalement étalonné avec un condensateur de 32 pF. Il est donc possible d'agir sur cette capacité si l'on veut ajuster la fréquence du quartz avec une grande précision, pour tel ou tel cas particulier, sachant que l'on augmente la fréquence en diminuant la capacité, et inversement.

Parmi les quartz modernes, nous devons aussi citer ceux réalisés en boîtier « tout verre » (fabrication R.T.C. par exemple). Ce type de quartz bénéficie d'une technique de soudure sous vide du boîtier en verre sur une embase en verre. Un vide poussé peut alors être *maintenu,* et les caractéristiques finales sont améliorées :

— Le vieillissement ou dérive de fréquence dans le temps est réduit à la valeur de 1 à 3×10^{-6} par an (au lieu de 5 à 10×10^{-6} pour les boîtiers métalliques).

— La précision d'étalonnage, grâce à une technique d'ajustage de la fréquence après soudure du boîtier, atteint $\pm 10 \times 10^{-6}$ et est souvent meilleure (au lieu de 20 à 50 $\times 10^{-6}$ pour les boîtiers métalliques).

— L'activité est deux fois meilleure (d'où gain en stabilité) que celle du quartz sous boîtier métallique, du fait de l'absence de gaz.

Lorsqu'une *très grande précision* de fréquence est exigée, il est toujours recommandé d'utiliser le même montage oscillateur que celui qu'emploie le fabricant pour l'étalonnage de ses quartz. Si cela n'est pas possible, et en cas d'autres montages oscillateurs, il convient d'en indiquer le schéma au fabricant de quartz, afin qu'il fasse l'étalonnage en conséquence. Ceci, nous le répétons, lorsqu'une très grande précision de l'oscillation est requise.

•

Enfin, la figure V-15 représente un oscillateur Butler à transistors Q_1 et Q_2 du type BF597. Le transistor Q_1 est monté en base commune, et le circuit accordé LC monté dans son collecteur peut être réglé sur l'overtone 3 ou l'overtone 5 du quartz.

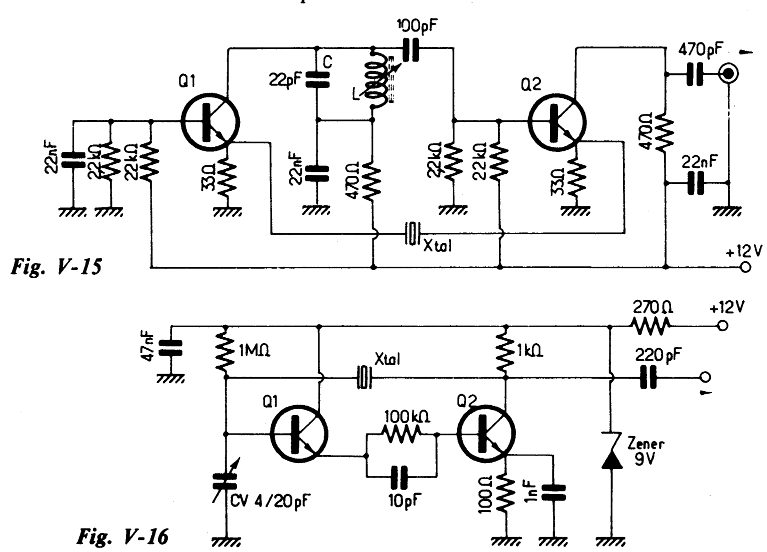


Fig. V-15

Fig. V-16

Si l'on constatait une instabilité de fonctionnement (cas de quartz particulièrement actifs), on pourra diviser la résistance d'émetteur de Q_2 en deux parties (15 Ω + 15 Ω) et le cristal sera connecté au point médian ainsi obtenu.

Il faut noter que cet oscillateur Butler s'accommode même de quartz très ordinaires (type FT243) en les faisant fonctionner facilement sur overtone 3.

Le mode d'oscillation du quartz est du type série.

Lors du pilotage d'un émetteur VHF ou UHF à partir d'un quartz, il est parfois intéressant de pouvoir obtenir un déplacement volontaire de la fréquence. On peut alors adopter le montage de la figure V-16. Un petit condensateur variable à air de 4-20 pF environ, connecté entre base de Q_1 et masse, permet de faire varier notablement la fréquence d'oscillation, en la diminuant. Certes, la variation de fréquence du pilote proprement dit n'est pas très importante (il n'est pas question de « balayer » toute une bande comme avec un V.F.O.) ; néanmoins, grâce à la multiplication de fréquence généralement opérée entre le pilote et l'étage final, le déplacement de fréquence devient plus conséquent (du fait de cette multiplication), et il est souvent suffisant pour sortir son émission d'un brouillage... Les transistors Q_1 et Q_2 sont identiques et de type BF597.

Dans d'autres utilisations, le condensateur réglable de 4/20 pF peut être utilisé pour ajuster très exactement la fréquence d'oscillation du quartz.

Le mode d'oscillation du quartz est ici du type parallèle.

§ 5. — Pilote V.F.O.

Le point capital de tout émetteur moderne est son *pilote*. Un pilote de qualité doit fournir une onde H.F. absolument pure et parfaitement stable dans le temps. D'autre part, comme nous allons le voir dans un instant, la valeur de la fréquence de cette onde doit pouvoir être *modifiée* au gré de l'opérateur ; de plus, elle doit être *connue avec précision.*

De ces exigences, il résulte que tout pilote, quel qu'il soit, doit être construit avec un soin tout particulier, aussi bien au point de vue électrique que mécanique. Un bon pilote est monté sur un châssis *absolument rigide,* insensible aux vibrations, séparé du reste de l'émetteur (c'est-à-dire complètement blindé), afin de le soustraire aux réactions magnétiques ou statiques indésirables des autres circuits. Nous nous excusons d'insister, de nous répéter même, mais trop d'amateurs ont tendance à monter leur pilote sur un morceau de tôle pliée quelconque !

Un V.F.O. (Variable Frequency Oscillator ; en français : oscillateur à fréquence variable) est un bloc compact autonome dont la stabilité en fréquence est certaine, et dont on connaît la valeur de l'onde pilote avec exactitude.

C'est, en quelque sorte, un pilote perfectionné dont on est maître de la fréquence ; naturellement, il peut être utilisé conjointement avec un oscillateur à quartz, avec lequel il ne fait pas double emploi.

Avant d'aborder la technique proprement dite, nous dirons quelques mots sur ce que l'on appelle « réponse en V.F.O. », méthode très en faveur actuellement chez les amateurs :

Lorsque la station appelante a terminé son « appel général », la station qui désire lui répondre doit venir se placer *exactement sur sa fréquence.*

L'avantage de ce mode de trafic est un encombrement moindre de l'éther : fait incontestable !

Une autre solution est, évidemment, de posséder plusieurs quartz de fréquences différentes et commutables rapidement par un inverseur à plusieurs positions (inverseur sur galette en stéatite). Mais ce procédé devient rapidement onéreux en raison du grand nombre de cristaux nécessaires ; de plus, la variation de fréquence n'est pas progressive, tandis qu'elle l'est avec le V.F.O., appareil permettant de placer son émission n'importe où.

Tout appareil V.F.O. doit avoir une alimentation propre ; elle est enclenchée, soit avec celles de l'émetteur, soit séparément. En effet, voici le procédé à employer pour se caler sur la fréquence d'une station appelante :

Cette dernière étant reçue avec le récepteur de trafic, mettre le V.F.O. en service en enclenchant son alimentation (V.F.O. à transistors) ou sa HT (V.F.O. à lampes) ; mais, nous disons bien le V.F.O. *seul,* et non pas tout l'émetteur.

A l'aide du condensateur variable du pilote V.F.O., amener la fréquence (fondamentale ou harmonique) de l'oscillateur aux environs de la fréquence de la station appelante ; il en résulte un battement audible par le récepteur. Chercher à faire coïncider les deux fréquences en manœuvrant lentement le condensateur du V.F.O., et ce, jusqu'au *battement nul* accusé par l'oreille, ou mieux, par l'arrêt des soubresauts de l'aiguille du « S mètre » du récepteur.

Le V.F.O. est réglé. Couper maintenant l'alimentation, et attendre l'arrêt de la station appelante. Dès que cette dernière a cessé sa transmission, enclencher l'*émetteur complet* (V.F.O., séparateurs et P.A. final H.F.). Suivant la qualité de la construction et la précision du V.F.O., on est certain que l'émission de la réponse se fait à quelques cycles près, sur la fréquence de l'appel.

En cours de réponse, pendant que l'émetteur complet est en service, régler rapidement les étages intermédiaires et l'étage final H.F. à la résonance, sur la fréquence pilote du V.F.O.

Plus avant dans cet ouvrage, nous verrons que dans le cas d'un transceiver moderne (émetteur-récepteur jumelé), le calage sur la fréquence du correspondant est automatique, le *même* V.F.O. servant à la fois à la réception et à l'émission.

Cette mise au point des autres étages de l'émetteur ne doit être faite que lorsque l'appelant a terminé son message ; ceci, afin de ne pas perturber son émission.

•

Montages de V.F.O.

Tous les montages de « maîtres-oscillateurs » vus au paragraphe 3 précédent, peuvent convenir pour la conception et la construction d'un V.F.O. Naturellement, le montage pratique doit être réalisé avec le plus grand soin afin d'obtenir une parfaite stabilité en fréquence ; dans ce domaine, le choix des composants — qui doivent être de grande qualité — intervient également pour une grande part.

L'étage oscillateur proprement dit doit être suivi d'*au moins* un étage séparateur (tampon) ou d'un étage multiplicateur de fréquence, afin d'éviter toute réaction des étages amplificateurs HF de puissance de l'émetteur sur le pilotage. Indiquons que le rôle et le fonctionnement des étages tampons et multiplicateurs de fréquence seront examinés au paragraphe 6 suivant.

V.F.O. à transistors

Actuellement, tous les montages de V.F.O. sont à transistors avec lesquels les dérives thermiques sont nettement moins à craindre que dans le cas des lampes.

Le schéma complet d'un premier montage de V.F.O. à transistors est représenté sur la figure V-17.

L'oscillation est générée par le transistor AF 115 dans la bande 1,75 MHz, avec doublage de fréquence (bande 3,5 MHz) dans le circuit de sortie L_1 C_1 ; cette disposition est indispensable si l'on ne veut pas se trouver en présence de réactions et d'accrochages indésirables impossibles à maîtriser.

La bobine oscillatrice L_o comprend 80 tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm, enroulés jointifs et d'une façon très rigide, très tendue, sur un mandrin de polystyrène lisse type 12801 (longueur 40 mm ; diamètre 14 mm) avec noyau réglable.

Le condensateur variable CV_1 à air (Aréna CTL 103) de 100 pF permet le balayage total de la bande ; le condensateur variable CV_2 (Aréna CTL 18) de 18 pF permet le réglage fin (par exemple, calage précis sur la fréquence du correspondant).

Le condensateur ajustable C_o (Transco 3-30 pF) et le noyau de la bobine L_o permettent de caler l'oscillation de façon à obtenir l'accord par CV_1 entre les limites de bande.

En ce qui concerne le circuit de sortie, nous avons :

L_1 = 45 tours jointifs, même fil et même type de mandrin que pour L_o.

A l'aide du noyau de L_1 et du condensateur ajustable à air C_1 (Transco 3-30 pF), ce circuit est accordé, une fois pour toutes, vers 3,65 MHz (milieu de bande).

Pour l'attaque de l'étage faisant suite, deux procédés de couplage peuvent être utilisés :

soit (1), couplage par condensateur de liaison de 470 pF ;

soit (2), couplage par ligne coaxiale ; dans ce dernier cas, l'enroulement L_2 comporte

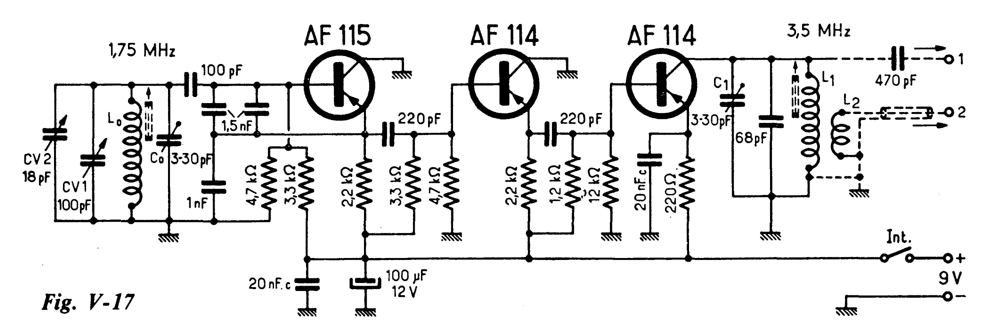


Fig. V-17

12 tours et est bobiné par-dessus L_1 du côté masse.

La tension H.F. de sortie de ce V.F.O. est de l'ordre du volt. Cela veut dire que l'étage attaqué par le V.F.O. devra comporter une lampe pentode à faible recul de grille (un tube EF 184, par exemple).

La qualité première d'un V.F.O. étant sa stabilité, certaines précautions d'ordre pratique sont à prendre, *notamment en ce qui concerne l'étage oscillateur.* Les condensateurs C_0, CV_1 et CV_2 doivent être des composants de qualité et l'on se référera aux types indiqués. Même remarque au sujet du mandrin de la bobine L_0. Cette dernière, comme nous l'avons dit, doit être bobinée en tendant fortement le fil ; après exécution, l'enroulement est fixé à l'aide d'une couche de vernis.

Concernant les transistors, ne pas acheter des éléments au rabais... mais au contraire des organes de *premier choix.*

L'ensemble est monté sur une plaque d'aluminium ou de laiton très rigide, donc suffisamment épaisse. Cette plaque est munie de nombreuses cosses-relais destinées à recevoir le câblage et les divers composants, et à les maintenir d'une façon très rigide. Les transistors sont soudés directement au câblage à l'aide des cosses-relais également (pas de support).

Tout le câblage se rapportant à l'étage oscillateur AF 115 doit être réalisé avec un soin tout particulier : câblage court, en gros fil, parfaitement rigide du point de vue mécanique.

L'alimentation à 9 volts s'effectue, soit à l'aide d'une pile, soit en tension redressée, filtrée et stabilisée par diode Zener (voir montage, chapitre VI, paragraphe 7, par exemple).

•

La figure V-18 représente un montage de V.F.O. à trois transistors au silicium NPN, tous du type BSY 39 ou BFY 39.

L'oscillateur proprement dit comporte les transistors Q_1 et Q_2, l'entretien des oscillations étant obtenu par le report d'énergie effectué par le condensateur de 4,7 pF connecté entre le collecteur de Q_2 et le circuit oscillant de la base de Q_1 (montage Franklin). Le transistor Q_3 monté en collecteur commun, fonctionne en tampon apériodique (sortie HF sur son émetteur). Cela veut donc dire que le signal de sortie est de même fréquence que l'oscillation générée par $Q_1 + Q_2$ (c'est-à-dire dans la gamme 1,75 MHz) et que pour le fonctionnement dans la bande 3,5 MHz, un étage doubleur de fréquence doit suivre.

La bobine L_0 présente les mêmes caractéristiques que celle du montage précédent,

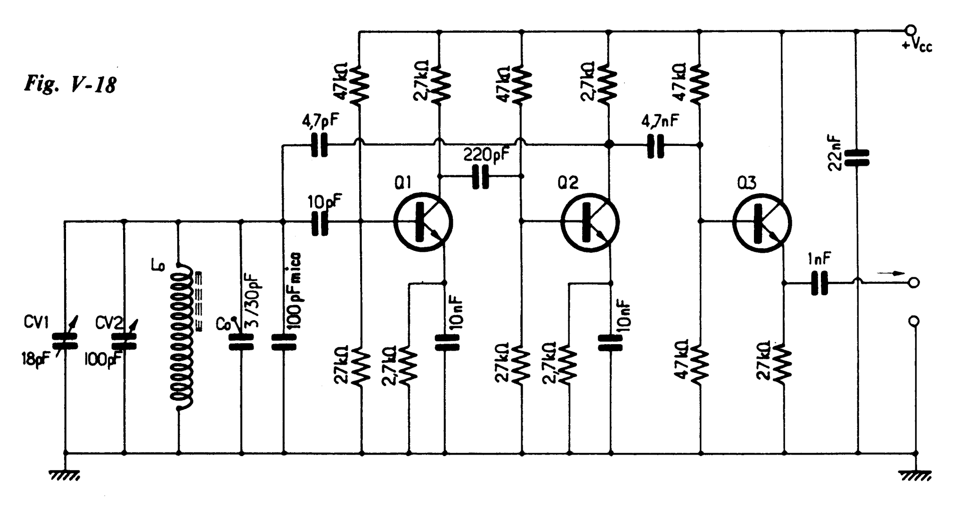


Fig. V-18

et il va sans dire que pour l'obtention d'une parfaite stabilité, les mêmes précautions doivent être prises ; nous ne les répèterons donc pas.

La tension d'alimentation + V_{cc} peut être comprise sans inconvénient entre 6 et 12 volts ; mais il importe que cette tension soit stabilisée par une diode Zener de tension appropriée.

•

Avec les émetteurs à B.L.U., du fait de la sortie à peu près standardisée sur 9 MHz de nombreux excitateurs S.S.B. (de conception « amateur » ou de conception « commerciale »), il est courant d'utiliser un V.F.O. devant couvrir une bande de fréquences de 5 à 5,5 MHz (voir chapitre XVII).

démultiplicateur permet le déplacement dans cette bande de fréquences. Le condensateur C_3 est du type mica de 39 pF ; le condensateur C_4 est du type céramique à coefficient négatif de température de 47 pF pour une meilleure stabilité de fréquence.

Le second étage n'est qu'un simple tampon apériodique destiné à supprimer toute réaction par variation de charge sur l'oscillateur ; la sortie s'effectue sur l'émetteur de Q_2 en basse impédance. La tension H.F. de sortie est de l'ordre de 200 mV.

L'alimentation de départ est de 12 volts ; mais elle est stabilisée à 9,1 V grâce à la diode Zener DZ du type BZX 61/C 9 V 1.

Néanmoins, il va sans dire que n'importe quel montage de V.F.O. déjà vu, ou à venir, peut être modifié le cas échéant pour la bande de 5 à 5,5 MHz ; ce n'est qu'une question de conception du circuit LC de l'oscillateur.

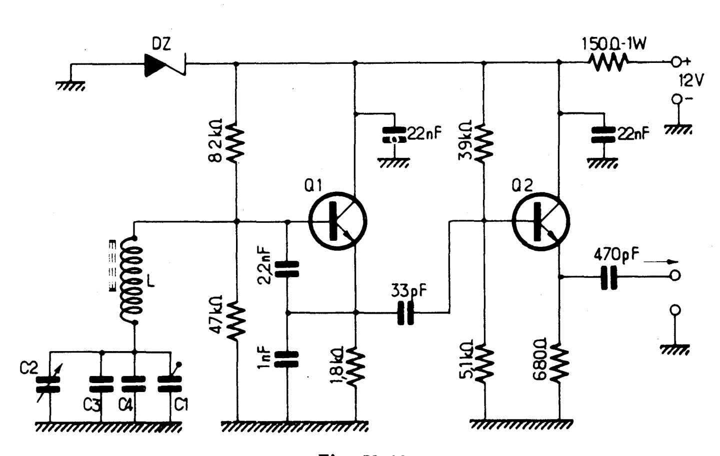


Fig. V-19

La figure V-19 fait l'objet d'un montage de ce genre. Nous avons deux transistors Q_1 et Q_2 identiques, du type 2 N 2369, le premier en oscillateur Clapp, le second en tampon apériodique.

Pour la gamme 5 à 5,5 MHz, la bobine L comporte 25 tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm enroulés jointifs sur un mandrin de 6 mm de diamètre avec noyau de ferrite. Le condensateur ajustable à air C_1 de 3 - 30 pF permet le calage dans la bande de fréquences indiquée ; le condensateur variable à air C_2 de 25 pF muni d'un cadran

•

Un autre montage de V.F.O. à transistors, un peu plus élaboré, est représenté sur la figure V-20. Les semi-conducteurs préconisés sont les suivants :

Q_1 = oscillateur ; type 40673 R.C.A. (MOS à double porte) ; bande d'oscillation 1,75 MHz.

D_1 = diode type 1 N 914 destinée à limiter les crêtes positives sur la porte G_1 de Q_1,

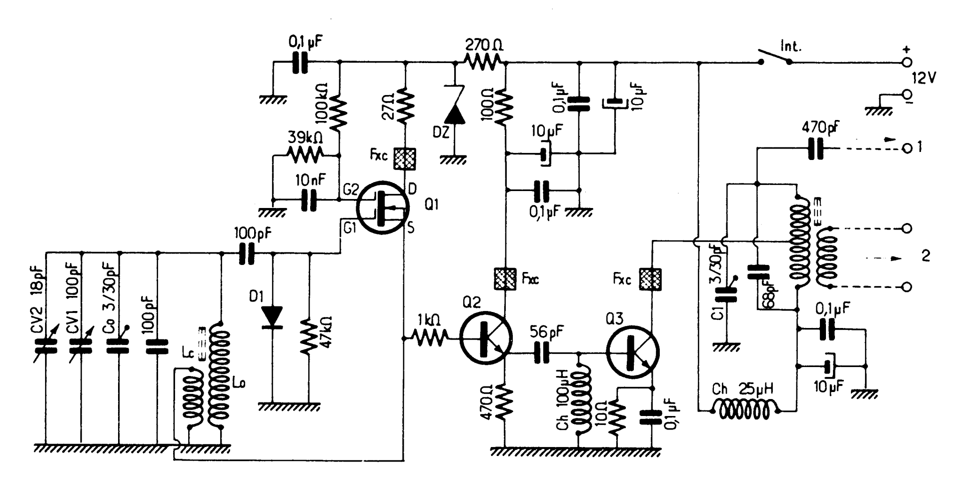


Fig. V-20

périodes durant lesquelles l'oscillation engendrée est riche en signaux de fréquences indésirables.

Q_2 = tampon ; type 2 N 4275.

Q_3 = doubleur de fréquence (bande 3,5 MHz) ; type 2 N 4275.

DZ = diode Zener stabilisatrice de tension pour l'alimentation de l'étage oscillateur ; type BZX 61/C 9 V 1.

Des perles de ferrite F_{xc} sont glissées sur les connexions de drain et de collecteurs des transistors.

Les bobines L_o, L_1 et L_2 présentent les mêmes caractéristiques que dans le montage V-17. Ajoutons simplement que la bobine de couplage (réaction) L_c comporte 15 tours bobinés sur L_o côté masse (sens de connexion à rechercher pour l'entretien des oscillations) ; quant à la bobine L_1, elle comporte un point milieu pour la connexion du collecteur de Q_3.

Les précautions générales pour la réalisation pratique sont évidemment les mêmes que pour les montages précédents ; nous n'y reviendrons donc pas.

•

Pilote synthétiseur de fréquence

L'emploi de ce genre de pilote se généralise de plus en plus sur les appareils commerciaux et son fonctionnement met notamment en œuvre une boucle à verrouillage de phase. Plus connue sous l'abréviation PLL (Phase Locked Loop), la boucle à asservissement (ou à verrouillage) de phase fut développée dans les années 30 ; cependant, ce montage électronique d'une certaine complexité ne retrouva toute son importance qu'avec l'apparition des semiconducteurs et des circuits intégrés.

Le principe d'un pilote synthétiseur de fréquence à asservissement de phase est représenté sur la figure V-21. Nous avons :

— un oscillateur commandé en tension VCO qui délivre un signal dont la fréquence varie en fonction de la tension α U_c ;

— un comparateur de phase réalisé le plus souvent sous forme d'un étage multiplicateur (mélangeur multiplicatif) qui détermine la différence de phase entre les deux signaux qu'il reçoit : d'une part le signal d'entrée de fréquence F_e et d'autre part le signal de fréquence F_s ; lorsque la boucle est verrouillée, le comparateur de phase délivre une tension U_p dont la composante continue est proportionnelle au déphasage entre

le signal de fréquence F_e et le signal de fréquence F_s ;

— un filtre passe-bas extrait la composante continue U_c du signal U_p ;

— un amplificateur amplifie le signal U_c d'un facteur constant α ; la tension αU_c commande l'oscillateur VCO.

Lorsque la boucle est asservie, on observe un décalage de 90° entre les signaux de fréquence F_e et de fréquence F_s, c'est-à-dire qu'à chaque instant, la fréquence F_s est invitée à se rapprocher de la fréquence d'entrée F_e et à la suivre avec un « retard » de 90°.

possède la même stabilité dans le temps que celle de la fréquence d'entrée F_e.

Si l'on génère F_e à partir d'un quartz et que le diviseur par **n** soit programmable électroniquement pour plusieurs valeurs différentes de **n**, on obtient un générateur produisant de nombreuses fréquences fixes.

Dans ce cas et d'une manière plus générale, si F_q est la fréquence du quartz, **m** la division assurée par DA et **n** la division produite par DP, on a :

$$F_o = \frac{n}{m} F_q.$$

Dans la technique moderne, tous les étages indiqués sur la figure V-21 (sauf l'oscillateur à quartz de référence et le VCO) se présentent souvent sous la forme d'un uni-

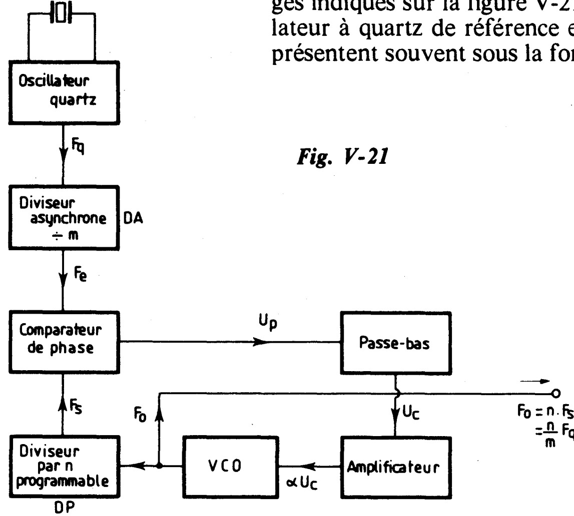


Fig. V-21

Pour qu'il y ait verrouillage, la fréquence d'entrée F_e doit être proche de la fréquence du VCO en boucle ouverte. Le comparateur de phase compare la fréquence d'entrée F_e avec F_s qui est le quotient d'une division par **n** de la fréquence de l'oscillateur VCO. En d'autres termes, la fréquence en boucle ouverte F_o de l'oscillateur VCO est donc le produit de la fréquence d'entrée F_e par **n.**

Quel que soit le nombre **n**, le domaine de verrouillage du montage PLL est inchangé en pourcentage. De plus, la fréquence F_o

que circuit intégré (technologie MOS-LSI) ; ce qui permet finalement des réalisations relativement simples et peu encombrantes (type S 187 B de Siemens, par exemple). Un tel circuit intégré contient un comparateur de phase digital et un certain nombre de diviseurs programmables ; une première chaîne de diviseurs agit sur le signal généré par l'oscillateur de référence dont la fréquence peut être comprise entre 250 kHz et 6,5 MHz ; la seconde chaîne de diviseurs agit sur la fréquence issue du VCO. Une sortie est prévue pour synchroniser un pré-

diviseur extérieur qui pourra alors suivre la fréquence du VCO jusqu'à plusieurs centaines de mégahertz si besoin est.

La fréquence de comparaison ainsi obtenue à l'entrée du comparateur de phase peut être choisie entre 100 Hz et 25 kHz grâce à huit rapports de division programmables en fonction du quartz utilisé. Le choix du quartz et du rapport de son diviseur associé se fait en fonction du pas désiré (le pas étant l'espace entre deux fréquences générées successives).

Nous n'entrerons pas ici dans le détail de l'utilisation pratique ou le détail des possibilités, ces points variant évidemment selon le type du circuit intégré employé, selon la bande de fréquences souhaitée, selon le pas, etc. Ajoutons seulement que le ou les diviseurs (programmables) peuvent être contrôlés par des commutateurs à galettes câblés selon les fréquences à obtenir, ou par des mémoires mortes programmées à volonté, ou par des roues codeuses, ou le plus souvent par des compteurs-décompteurs commandés manuellement (chaque impulsion correspondant au saut d'un canal ou à un pas de fréquence). Disons enfin que ce genre de pilote synthétiseur est surtout intéressant en FM dans les bandes VHF et UHF.

Nos lecteurs pourront examiner une application pratique dans la description d'un transceiver FM 144 - 146 MHz, objet du paragraphe 6 du chapitre XVI.

•

L'amateur pourra rencontrer tel ou tel montage d'émetteur proposé avec un étage pilote à quartz. Pour en obtenir le fonctionnement à partir d'un V.F.O., c'est très simple : il suffit d'ôter le quartz et d'y connecter en lieu et place la sortie du V.F.O. Cette transformation peut se faire, soit d'une manière définitive (connexions soudées), soit à l'aide d'un inverseur permettant le pilotage par quartz *ou* par V.F.O.

•

Lorsqu'un V.F.O. est terminé, il importe d'en vérifier la *stabilité,* puis de procéder à son *étalonnage.*

La vérification de la stabilité nécessite un récepteur auxiliaire quelconque. Avec ce récepteur, on peut recevoir l'une des émissions de WWV (voir chapitre XIX, § 10 ; puis, nous amenons l'oscillation du V.F.O. (oscillation fondamentale ou harmonique) au battement nul avec l'émission reçue. En fait, même si le récepteur n'est pas très stable, cela n'a aucune importance ; il n'est là que pour renseigner sur le battement nul ou l'interférence éventuelle (si le V.F.O. dérive en fréquence). L'observation de la stabilité doit se faire durant un temps assez long (au moins 15 minutes).

Un autre procédé tout aussi valable, et bien suffisant pour une station d'amateur, consiste à remplacer l'émission de WWV par un petit oscillateur local *à quartz* — simple montage Pierce, par exemple (fig. V-22). Le récepteur reçoit le signal rayonné par l'oscillateur à quartz avec lequel on compare le signal rayonné par le V.F.O. On place ce dernier au battement nul avec l'oscillateur à quartz (soit fondamental ou harmonique, pour l'un ou pour l'autre) et on observe la stabilité (ou la dérive éventuelle) mise en évidence « auditive » par le récepteur comme précédemment, durant un bon quart d'heure.

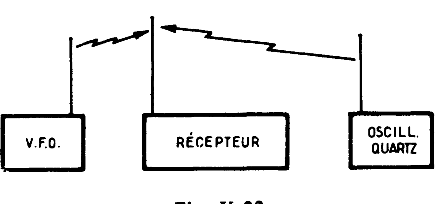


Fig. V-22

Les rayonnement et captation se font à l'aide de *petits* morceaux de fil fonctionnant comme des antennes.

Lorsqu'une parfaite stabilité est obtenue, on peut passer à l'étalonnage en fréquence du cadran du V.F.O. On peut procéder de la même façon, en utilisant quelques quartz répartis dans la bande la plus faible en fréquences (bande 80 m), l'étalonnage pour les autres bandes étant en relation harmonique (voir chapitre XIX, § 2). On peut aussi rem-

placer le petit oscillateur quartz — ou le compléter — par l'utilisation d'un générateur à quartz 100 kHz donnant un repère tous les 100 kHz (voir chapitre XVIII, § 5).

§ 6. — Rôle des étages tampon et multiplicateur

Nous avons vu que la stabilité d'un pilote dépendait de plusieurs facteurs ; en particulier :

1° Ne demander à un tel étage qu'une très faible énergie H.F.

2° Réduire au minimum la réaction de l'étage amplificateur H.F. sur le pilote.

Le respect de ces deux points exige, répétons-le, l'emploi d'un étage séparateur entre le pilote et l'étage amplificateur haute fréquence modulé ou manipulé. Cet étage séparateur supprime, en effet, pratiquement la réaction de l'étage H.F. modulé sur le pilote, évitant ainsi des dérives de fréquence. D'autre part, un pilote travaillant à faible régime serait incapable de fournir une excitation H.F. suffisante pour le fonctionnement correct de l'amplificateur final.

La faible énergie H.F. du pilote sera donc accrue par l'étage séparateur avant de s'offrir, en partie, aux besoins de l'amplificateur final.

Pratiquement, ce n'est pas *un* étage séparateur que l'on utilise, mais *plusieurs*. Ceci, soit pour réduire à néant la réaction du PA sur le pilote (cas où l'on utilise un maître-oscillateur non contrôlé par cristal), soit pour atteindre les bandes de fréquences élevées par doublages successifs.

Suivant que l'étage séparateur amplifiera la fréquence fondamentale F de l'oscillateur pilote ou la fréquence 2 F (harmonique 2), il sera appelé étage tampon ou étage doubleur.

On peut faire fonctionner aussi un étage séparateur sur l'harmonique 3 de l'étage pilote (amplification de la fréquence 3F, triplage de fréquence). De même, il est possible d'utiliser plusieurs étages doubleurs de fréquence en cascade, de façon à obtenir une multiplication importante de la fréquence du pilote. Les schémas d'un étage tampon ou d'un étage doubleur (ou tripleur) sont très souvent similaires ; seules varient les valeurs L et CV du circuit oscillant monté dans l'anode. C'est, en effet, ce circuit oscillant qui met en évidence la fréquence F, 2 F ou 3 F amplifiée par l'étage séparateur à partir de la fréquence fondamentale F, transmise par le pilote.

Si l'on considère un composant actif (amplificateur) fonctionnant en classe A (voir fig. II-1), il est impossible d'obtenir une multiplication de fréquence dans le circuit de sortie ; en effet, toute tentative d'oscillation de ce circuit de sortie provoquée par une alternance du signal d'entrée est immédiatement amortie par l'alternance suivante (de sens inverse). Par contre, si nous déplaçons le point de fonctionnement pour atteindre la classe B, et à plus forte raison la classe C (fig. II-2 et II-3), seules les crêtes positives du signal d'entrée entretiendront l'oscillation du circuit de sortie ; voir également la figure II-12. L'entretien des oscillations effectué de cette façon permet donc d'obtenir l'oscillation du circuit de sortie à la fréquence F, ou 2 F, ou 3 F... selon les caractéristiques et l'accord (L et CV) de ce circuit.

Notons qu'une triode fonctionnant en amplificatrice *multiplicatrice de fréquence* se passe très souvent de neutrodynage, du fait que ses circuits de grille et de plaque ne sont pas accordés sur la même fréquence ; il faut cependant éviter tout couplage capacitif entre anode et grille, extérieurement au tube, en éloignant les connexions et en prévoyant des écrans-blindages (1).

Sur la figure V-23, nous avons un étage séparateur équipé avec une lampe tétrode du type 6 AQ 5. L'avantage de cette lampe est de n'exiger qu'une excitation H.F. relativement réduite. D'autre part, la capacité interne grille/anode étant très faible, on peut se passer du neutrodynage. Dans ce montage, la polarisation nécessaire à l'étage

(1) Le neutrodynage d'un étage amplificateur H.F. quelconque sera, d'ailleurs, étudié spécialement au paragraphe 9 de ce chapitre.

est obtenue d'une part par la chute de tension du courant cathodique à travers la résistance de 300 ohms, d'autre part par la chute de tension du courant grille 1, né de l'excitation H.F., dans la résistance de fuite de 50 000 ohms. La polarisation est donc égale à la somme de ces deux tensions.

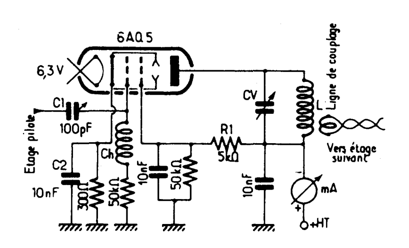


Fig. V-23

Cette polarisation fragmentée présente, en fait, un gros avantage : si, pour un motif quelconque, le tube pilote vient à décrocher, la lampe de l'étage séparateur est encore polarisée partiellement par la résistance de cathode, ce qui évite bien souvent sa détérioration. D'autre part, on peut réduire la capacité C_2 jusqu'à 100 pF, de façon à créer un léger couplage cathodique ; cette réaction est inférieure à celle qui est nécessaire à l'auto-oscillation du tube. On améliore de cette façon le rendement déjà très intéressant de cet étage. Notons, enfin, que la valeur de la résistance R_1, déterminant la tension d'écran, influe énormément sur la puissance H.F. fournie par l'étage. Il est toutefois recommandé de ne pas dépasser 250 à 260 V pour la vie du tube.

Il est parfois intéressant d'utiliser un étage séparateur doubleur à deux lampes si l'étage amplificateur final exige une puissance d'excitation assez forte. Un tel montage est donné sur la figure V-24 en A. Les deux grilles sont attaquées en opposition en les réunissant aux bornes d'un circuit accordé à prise médiane excité par une ligne de couplage à partir de l'étage précédent. Les deux plaques sont montées en parallèle et réunies à un circuit accordé sur le double de la fréquence du circuit d'entrée. Ces montages portent également le nom de push-push doubleur.

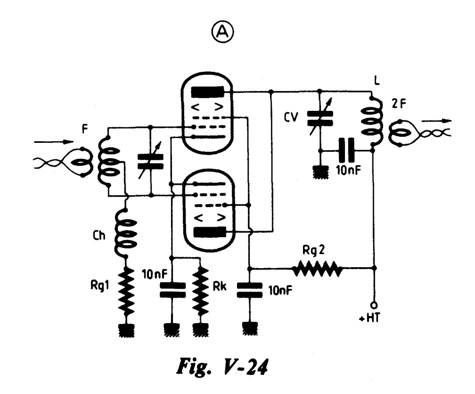


Fig. V-24

Tous les montages types que nous venons de voir sont des exemples ; il y a encore d'autres variantes, que nous aurons l'occasion de voir au cours de cet ouvrage.

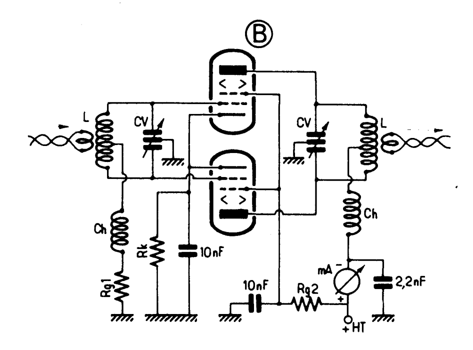
Rappelons encore la nécessité de faire des découplages courts avec des condensateurs à diélectrique mica, dont les connexions de masse aboutiront en un même point.

Un milliampèremètre doit être placé en série dans l'alimentation plaque d'une façon permanente ou, tout au moins, au moment des réglages (1). L'accord à la résonance des circuits accordés d'anode se traduit par le *minimum* de déviation de l'aiguille. L'accord à la résonance des circuits grille est indiqué : soit par la déviation *maximum* d'un milliampèremètre placé en série avec la résistance de fuite de grille 1, soit par l'accroissement *maximum* de la valeur du milliampèremètre d'anode de l'étage pilote (le C.O. plaque du pilote ayant été préalablement réglé naturellement à la résonance d'une façon correcte).

De plus, au moment du réglage d'un étage multiplicateur de fréquence quelconque, il est toujours bon de vérifier, au moyen d'un ondemètre à absorption, que l'on accorde bien le circuit considéré sur la fréquence désirée (en d'autres termes, que l'on ne se trompe pas d'harmonique).

Disons, pour terminer, qu'une lampe séparatrice tampon ou multiplicatrice de fréquence doit être polarisée négativement au moins à trois fois la tension qui annule

(1) Voir fig. V-23, par exemple.



le courant plaque en fonctionnement statique, c'est-à-dire en l'absence de toute excitation (polarisation classe C).

De plus, dans le cas d'étages multiplicateurs de fréquence, les tubes à coefficient d'amplification élevé sont préférables ; ainsi, des triodes dont le coefficient d'amplification est compris entre 3 et 10 ne sauraient donner satisfaction comme doubleuses de fréquence.

Le circuit oscillant relié à la grille d'une lampe multiplicatrice de fréquence doit présenter un rapport self/capacité élevé. Même remarque pour le circuit accordé de plaque, afin de réaliser une impédance élevée pour l'oscillation de fréquence harmonique que l'on désire faire apparaître.

Le rendement maximum est obtenu avec des circuits à forte self-induction, une tension anodique d'alimentation élevée et une polarisation fortement négative.

Pour conclure, rappelons les précisions suivantes :

a) Un étage séparateur comportant une *lampe unique* (ou plusieurs lampes avec grilles et plaques en parallèle) peut avoir son circuit anodique accordé sur la fréquence fondamentale d'excitation et sur tous les harmoniques : F, 2 F, 3 F, 4 F, etc. (fig. V-23).

b) Un étage comportant deux lampes en *push-push* (attaque de grilles symétrique, et anodes en parallèle) ne peut avoir son circuit anodique accordé que sur les harmoniques pairs de la fréquence d'excitation : 2 F, 4 F, etc. (fig. V-24-A).

c) Un étage comportant deux lampes en *push-pull* (étage symétrique) peut avoir son circuit anodique accordé sur la fréquence fondamentale d'excitation et sur tous les harmoniques impairs : F, 3 F, 5 F, etc. (fig. V-24-B).

●

Dans la majorité des cas, l'étage PA final de puissance HF d'un émetteur exige lui-même une puissance HF d'attaque relativement importante ; c'est la raison pour laquelle l'étage driver qui précède cet étage PA est souvent du type à lampes. Néanmoins, en ce qui concerne les étages tampons ou multiplicateurs de fréquence fonctionnant à bas niveau, on a maintenant de plus en plus recours aux semi-conducteurs. Les bases fondamentales de fonctionnement demeurent naturellement inchangées et nous n'y reviendrons pas. Nous nous limiterons à donner trois montages pratiques classiques à titre d'exemple. Un montage d'amplificateur tampon très répandu est représenté sur la figure V-25 ; il comporte deux transistors Q_1, Q_2 (2 N 4275) en liaison directe et il assure une excellente séparation à la sortie d'un VFO par exemple (stabilité de la fréquence d'oscillation indépendante des variations de charge). La fréquence des signaux de sortie est évidemment la même que celle des signaux d'entrée. Cependant, le circuit de sortie (point S de l'émetteur de Q_2) peut être modifié comme nous l'indiquons à droite de la figure ; dans ce cas, le circuit accordé LC peut être réglé, soit sur la fréquence F du signal d'entrée, soit sur 2 F ou 3 F permettant ainsi une multiplication de fréquence.

Un montage typiquement doubleur de fréquence est représenté sur la figure V-26 ; il prévoit l'utilisation d'un circuit intégré IC (type MC 1496 G, ou S 5596, ou μA 796). Notons que le signal HF appliqué aux entrées est équilibré par le réglage d'un potentiomètre « Bal. ». Le circuit de sortie LC est accordé sur l'harmonique 2 du signal appliqué à l'entrée (doublage de fréquence).

Enfin, la figure V-27 représente un étage push-pull tripleur de fréquence ; il comporte deux transistors Q_1 et Q_2 du type 2N3020.

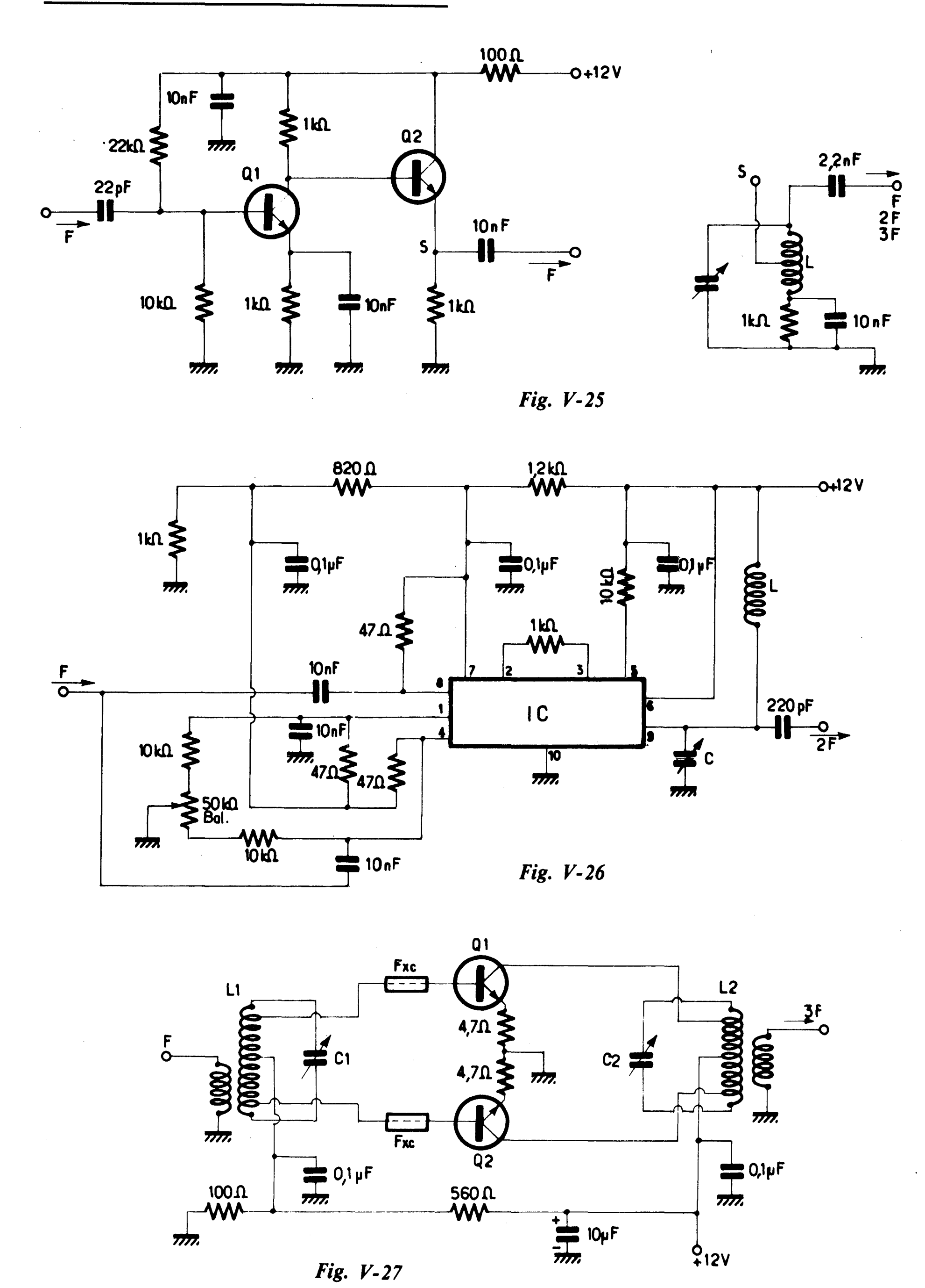


Fig. V-25

Fig. V-26

Fig. V-27

Le circuit d'entrée L_1 C_1 est accordé sur la fréquence F du signal appliqué ; le circuit de sortie L_2 C_2 est accordé sur la fréquence 3 F. Un dispositif de polarisation des bases a été prévu ; mais si l'on souhaite une puissance de sortie importante, ce dispositif peut être supprimé (point milieu de L_1 relié à la masse).

§ 7. — Rôle de l'étage amplificateur H.F. Etage P.A.

Le rôle du P.A. (1) est d'amplifier au maximum l'oscillation qui lui est appliquée par l'étage précédent (en général étage séparateur ; un ou plusieurs) avant de transmettre cette énergie dans l'antenne pour le rayonnement. Il est équipé d'une lampe de puissance qui doit amplifier et non auto-osciller ; pour cela, on la neutrodynera, si besoin est.

Habituellement, c'est sur cet étage final travaillant en classe C que l'on applique la modulation ou la manipulation, sur une électrode quelconque ou sur plusieurs, simultanément.

Notons que si cet étage P.A. doit amplifier un signal H.F. déjà modulé, il devra fonctionner en classe B ou en classe AB.

Avant de voir quelques réalisations pratiques, nous allons nous pencher quelque peu sur le calcul d'un tel amplificateur H.F. de puissance classe C. C'est, en effet, de ce dernier étage que dépend le rendement et l'efficacité d'un émetteur. Tous les soins apportés à son calcul, puis à sa réalisation, ne seront donc jamais superflus et seront récompensés par de beaux DX (liaisons à grande distance).

Une puissance H.F. ralativement *importante* va être demandée à cet étage ; dans la majorité des cas, il sera donc équipé d'une ou de plusieurs lampes.

Influence de la capacité du condensateur d'accord de sortie

Nous avons vu précédemment (chapitre II) qu'en régime C, le courant plaque cesse d'agir pendant une fraction du cycle. (Il ne passe que pendant le tiers du cycle environ avec une tension de déchet V_d = 0,2 V_p, V_p étant la tension d'alimentation d'anode.) Or, les oscillations transmises à la charge (ici l'antenne) doivent être complètes et sinusoïdales.

Pour cela, on place un circuit antirésonnant dans l'anode, lequel emmagasine de l'énergie pendant les impulsions du courant plaque, pour ne la restituer que progressivement pendant le reste de la durée du cycle. (Le rôle de ce circuit accordé peut être comparé à celui du volant d'un moteur à vapeur.)

Mais cette quantité d'énergie doit, cependant, être dosée ; en effet, si elle est trop importante, les pertes dans le C.O. par effet Joule, hystérésis, etc., deviennent elles-mêmes trop grandes. Par contre, plus faible est cette énergie, plus les oscillations s'écartent de la forme sinusoïdale.

D'importants harmoniques prennent naissance, absorbant une partie de l'énergie utile ; et, de plus, ils risquent d'être rayonnés par l'antenne.

Il faut donc adopter un compromis, et l'on démontre que l'énergie P_e emmagasinée par le circuit oscillant (2) et l'énergie P_p utilisée et fournie par le tube pendant une période doivent être dans le rapport $P_e/P_p > 2$. Pratiquement, on fait varier ce rapport entre 2 et 4 ; en effet, une valeur élevée est plus favorable à la modulation (3) (modulation linéaire).

Si l'on ne s'occupe pas de ce rapport, il existe évidemment une infinité de solutions

(1) Abréviation du langage amateur, voir chapitre XIX.

(2) On sait que l'énergie emmagasinée dans un C.O. a pour valeur :

$$\frac{CU^2}{2} \quad \text{ou} \quad \frac{L\,I^2}{2}$$

C étant la capacité réelle du condensateur d'accord, en farads ;
U l'amplitude de la tension H.F. aux bornes de ce condensateur, en volts ;
I l'amplitude du courant H.F. dans le C.O., en ampères ;
L la self-induction, en henrys.

(3) On fait en général $P_e/P_p = 2$ pour une station destinée à travailler uniquement en télégraphie et $P_e/P_p = 4$ pour une station destinée à travailler soit en *téléphonie*, soit en télégraphie.

quant aux valeurs L et C du C.O. permettant l'accord à la résonance. Maïs, puisqu'une certaine valeur optimum permet une nette amélioration du fonctionnement, pourquoi la négliger ?

L'énergie utile fournie pendant une période, P_p, est connue, puisque l'on a : $P_p = P_o/f$, relation dans laquelle P_o = puissance H.F. en watts, et f = fréquence, en hertz. Donc, si nous nous fixons le rapport P_e/P_p, c'est sur l'énergie emmagasinée, P_e qu'il faut agir et, en fin d'analyse, sur la *capacité du condensateur variable* d'accord, puisque, d'une part : $P_e = CU^2/2$ et que, d'autre part, U, tension H.F. maximum, est limitée à 0,8 V_p, comme nous l'avons vu précédemment (tension de déchet = 0,2 V_p).

Il existe une formule approximative simple permettant de trouver la valeur optimum, en picofarads, du condensateur variable à employer :

$$C = \frac{14\,500\,I\lambda}{V_p}$$

(formule A), formule dans laquelle λ est la longueur d'onde de travail, en mètres ; I, le courant d'alimentation anodique exprimé en ampères ; V_p, la tension d'alimentation anodique, en volts. Pour l'établissement de cette relation (A), on a fait le rapport P_e/P_p égal à 2.

Connaissant C, il est facile de déterminer la valeur de L qui permettra l'accord sur la fréquence de travail choisie (1).

On peut, d'ailleurs, calculer également L d'après la relation bien connue :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 C f^2}$$

Il est intéressant de noter que la valeur optimum de C trouvée par le calcul indique, non pas la *capacité maximum* caractérisant le condensateur variable, mais bien la *capacité qu'il doit faire à l'accord.*

La formule (A) permettant le calcul du C.V. est valable pour un C.O. monté suivant la figure V-28 (schéma classique). Dans le cas du montage de la figure V-29, utili-

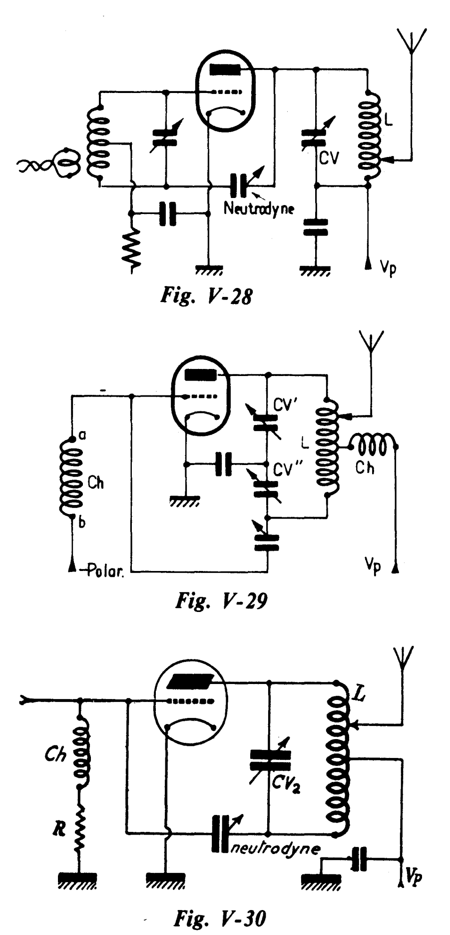


Fig. V-28

Fig. V-29

Fig. V-30

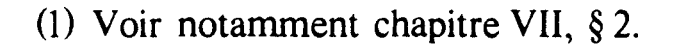
sant un condensateur équilibré, c'est-à-dire un condensateur variable divisé en deux parties égales avec lames mobiles communes (split stator tank condenser des Américains), nous aurons :

$$CV' = CV'' = \frac{C}{2}$$

C étant, rappelons-le, la valeur donnée par la formule (A).

D'autre part, avec le montage de la figure V-30, il faut faire :

$$CV_2 = \frac{C}{4}$$



(1) Voir notamment chapitre VII, § 2.

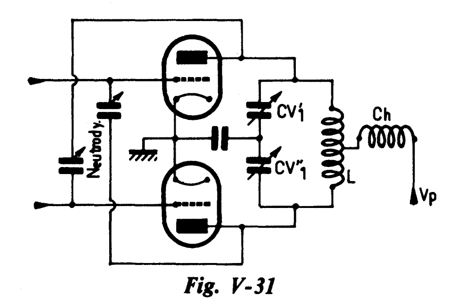


Fig. V-31

Enfin, avec un montage push-pull du genre de la figure V-31 :

$$CV_1' = CV_1'' = \frac{C}{4}$$

Mais nous avons dit plus haut que la formule (A) avait été établie en faisant le rapport P_e/P_p égal à 2 ; c'est le cas d'un émetteur uniquement destiné à travailler en télégraphie. Pour un émetteur radiotéléphonique (ou télégraphie et téléphonie), il suffit de multiplier par 2 les valeurs trouvées dans chacun des cas (fig. V-28, 29, 30 et 31), puisque l'on fait pratiquement : $P_e/P_p = 4$.

Rappelons, pour bien fixer les idées, que ces valeurs optima de capacité sont guidées par la quantité d'énergie P_e à emmagasiner suivant chaque cas de caractéristiques du circuit ou d'exploitation (phonie ou graphie). Cela n'empêche pas que la *capacité résultante* d'un condensateur variable à deux sections est égale à la moitié de la capacité d'une seule section (exemple : un CV de 2 x 50 pF a une capacité résultante de 25 pF).

D'autres ouvrages traitant de l'émission définissent l'« effet de volant » nécessaire comme le rapport des voltampères H.F. à la puissance de sortie réelle, soit $E_{HF}\, I_{HF}/P_o$.

Ce rapport est équivalent au coefficient de qualité Q du circuit L. CV, et est voisin de 12 en général (1). En effet, le Q d'un circuit dépend de la résistance en série avec la bobine et le condensateur. Cette résistance est très minime pour une bobine à faibles pertes, et *non chargée* par le circuit d'antenne. Dans ces conditions, on peut atteindre un Q de 100 à 300 ! Mais, le couplage de l'antenne au circuit accordé final a pour effet d'augmenter cette résistance série ; cependant tout est bien, puisque dans ce cas, la puissance consommée est précisément due au rayonnement utile de l'antenne.

(1) $Q = \frac{\omega L}{R}$

Le couplage de l'antenne peut être réglé de manière à obtenir pour Q des valeurs allant de 3 à 200, par exemple. Il nous faudra faire ce réglage pour avoir Q = 12 pour un étage simple, et Q = 6 pour un étage push-pull (cette dernière valeur étant suffisante dans ce cas pour obtenir l'effet de volant correct).

Avec une valeur moindre pour Q, la puissance emmagasinée est insuffisante : la tension de sortie n'est pas sinusoïdale, et une partie de la puissance est perdue en rayonnement d'harmoniques. D'autre part, une valeur supérieure de Q amène des pertes excessives de courant H.F. dans le circuit accordé, d'où une sortie effective moindre vers l'antenne.

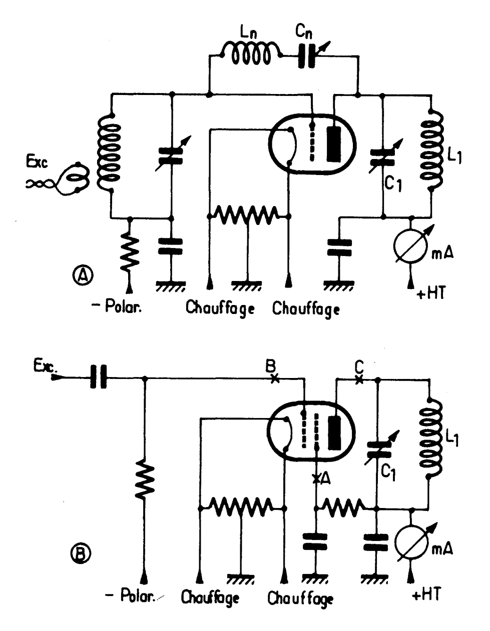
Ainsi, nous adoptons 12 pour l'étage final simple et 6 pour l'étage final push-pull. Généralement, ces valeurs ne seront pas obtenues pour les valeurs normales d'alimentation du tube (ou des tubes), de l'amplificateur classe C considéré, *à moins que le rapport* L/CV *du circuit accordé L.CV ne soit correct pour la fréquence de travail.*

Ainsi donc, par un chemin différent, nous retombons toujours sur la détermination de la valeur optimum du condensateur variable CV devant accorder le circuit anodique final.

Dans leurs ouvrages, les Américains préfèrent la détermination graphique de CV. Aussi, pour être complet, allons-nous donner trois diagrammes permettant de trouver rapidement la valeur requise du condensateur variable.

Le premier, figure V-32, convient à un amplificateur triode neutrodyné par bobine (1), et également à un amplificateur muni

(1) Voir § 9 de ce chapitre.



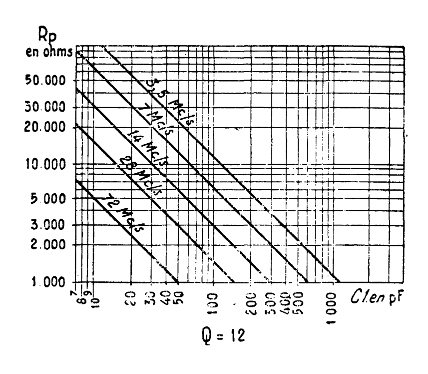


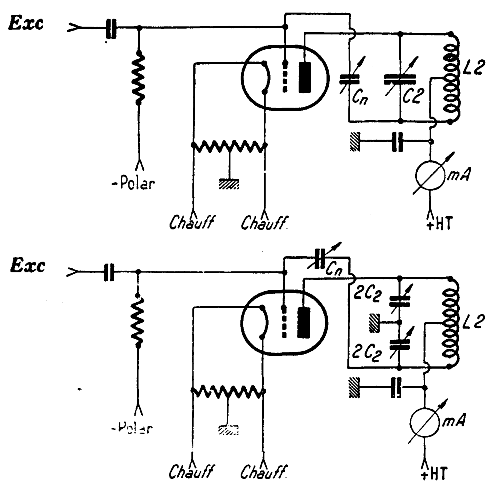
Fig. V-32

d'un tube tétrode ou pentode ; on a choisi Q = 12.

Le second, figure V-33, convient à un amplificateur triode neutrodyné par l'anode avec CV ordinaire ou CV divisé ; on a choisi Q = 12.

Enfin, le troisième, figure V-34, est calculé pour un amplificateur push-pull ; comme il a été dit plus haut, on a adopté Q = 6.

La valeur du condensateur optimum pour l'accord du circuit fournie par ces



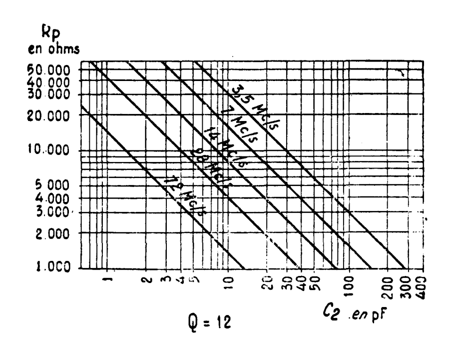


Fig. V-33

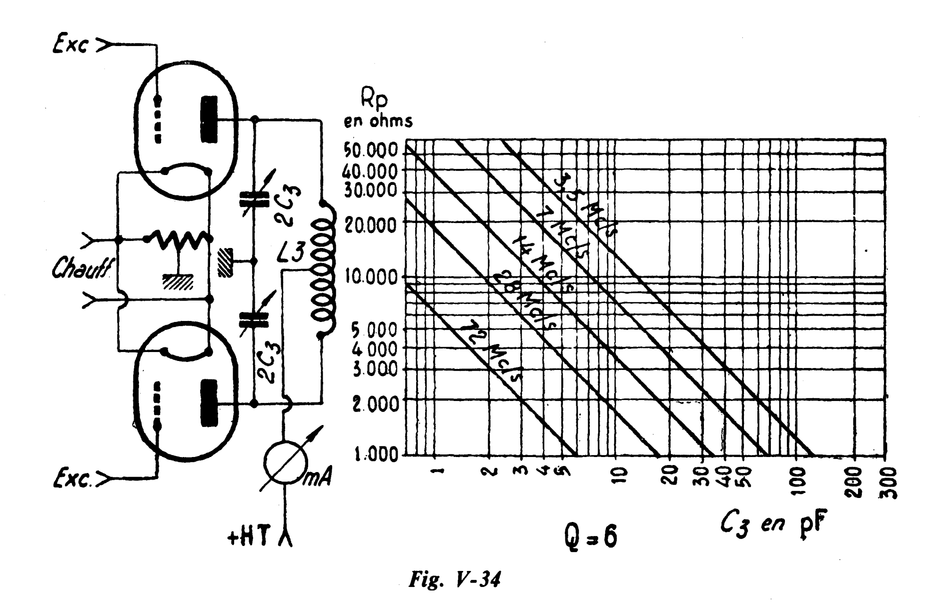


Fig. V-34

tableaux est la valeur totale en parallèle sur la bobine. Elle comprend donc, en réalité, la capacité du CV (naturellement), la capacité des connexions, la capacité répartie de la bobine et les capacités internes du tube. Hors mise la capacité propre du CV, la somme des autres capacités peut varier entre quelques picofarads et 30 picofarads environ ; il y a donc lieu, dans certains cas, de les évaluer avec soin.

Comme l'indiquent les figures V-33 et V-34, lorsqu'on utilise un condensateur divisé, lorsqu'on utilise un condensateur divisé, chaque partie doit avoir une capacité double de la capacité indiquée directement par les diagrammes.

De plus, les capacités trouvées à l'aide des tableaux sont les capacités *minima* recommandées ; elles peuvent donc être augmentées quelque peu. Ces diagrammes ayant été établis pour le fonctionnement en *télégraphie,* il convient de multiplier par 2 les valeurs trouvées pour un fonctionnement correct en *téléphonie.*

Quant à R_p, il s'agit simplement du quotient de la tension continue d'alimentation de plaque par le courant de plaque (exprimés, respectivement, en volts et en ampères).

En résumé, voici un petit exemple indiquant la marche à suivre. Nous avons au P.A. de notre émetteur, un tube tétrode à faisceaux dirigés alimenté sous 640 volts et consommant, en charge normale d'après le constructeur, 80 milliampères. Ce qui nous donne $R_p = 8\,000\,\Omega$. Nous prenons donc, puisqu'il s'agit d'une tétrode, le tableau de la figure V-32. Calculons la valeur optimum de C_1 pour le travail dans la bande 40 mètres (soit 7 MHz) ; nous trouvons 75 pF environ. Prenons un C.V. de 100 pF que nous réglons à 75 pF, et établissons une bobine qui satisfasse à la résonance (minimum du milliampèremètre) pour une position du C.V. très voisine du réglage à 75 pF. Couplons progressivement la charge (antenne), de façon à amener la consommation du tube aux 80 mA prévus par le constructeur ; on peut alors être certain de voisiner le Q = 12 déterminé comme étant le plus favorable. Pour le fonctionnement en téléphonie, avec les valeurs indiquées pour l'alimentation, il eût fallu prendre C_1 = 2 x 75 pF, soit 150 pF.

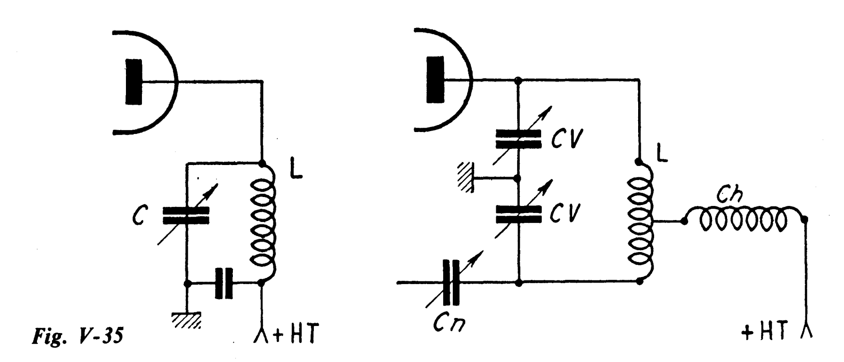


Fig. V-35

Tension d'isolement du condensateur variable d'accord

Nous avons vu que l'amplitude V de la tension H.F. entre anode et cathode du tube pouvait atteindre 0,8 V_p (V_p étant la tension anodique d'alimentation). Pour la simplicité des calculs, et ce qui amènera une sécurité encore plus grande, admettons que $V = V_p$. Nous aurons alors, dans le cas de la figure V-28, une tension maximum égale à V_p entre les lames du condensateur variable, pour le régime télégraphique. En régime téléphonique, la tension entre lames variera entre zéro et 2 V_p (modulation plaque 100 %). Pour la figure V-29, nous aurons comme tension entre lames : télégraphie, 2 V_p ; téléphonie modulation plaque, 4 V_p ; téléphonie modulation par une grille, 2 V_p.

La tension de service guide donc le choix d'un condensateur variable, nous donnons ci-dessous quelques tensions de service pour des condensateurs à lames épaisses et à bords arrondis (diminution de l'effet de pointes) :

750 volts pour un espace entre lames de 0,75 millimètre.

1 500 volts pour un espace entre lames de 1,25 millimètre.

3 000 volts pour un espace entre lames de 1,75 millimètre.

3 500 volts pour un espace entre lames de 1,95 millimètre.

Les tensions indiquées et celles qui sont calculées comme indiqué plus haut — V_p, 2 V_p ou 4 V_p, suivant le cas — sont pratiquement des tensions *haute fréquence,* ne l'oublions pas. Aussi, lorsque l'on dispose d'un C.V. dont l'inter-lame est tout juste de la dimension requise, est-il recommandé de soustraire ledit condensateur variable à la tension continue de plaque ; pour cela, on adoptera les montages indiqués sur les figures V-29 ou 30, suivant le cas, plutôt que les montages de la figure V-35 dans lesquels le C.V. est, de plus, soumis à la H.T. d'alimentation.

Il arrive cependant, même en adoptant les écartements inter-lames ci-dessus, qu'il y ait amorçage d'étincelles pendant les réglages sans charge (sans antenne). En effet, à ce moment, la tension aux bornes du C.O. devient beaucoup plus importante qu'en charge (l'impédance du circuit oscillant étant, dans ces conditions, très grande).

En conséquence, il est sage de ne pas appliquer la H.T. totale durant des essais *sans charge.*

Dans les montages de la figure V-35, lorsqu'il se produit une décharge dans le condensateur variable, le dispositif d'alimentation est court-circuité par l'étincelle. Avec les montages des figures V-28 et 29, c'est le circuit accordé qui, pratiquement, est court-circuité ; ce qui entraîne une intensité anodique exagérée pouvant détériorer le tube.

Nous reverrons d'ailleurs plus loin, cette question d'installation des circuits anodiques sous le titre « Montages courants des circuits accordés d'anode dans les amplificateurs de puissance ».

L'étage précédent (en général, l'étage driver) doit pouvoir fournir la puissance exigée par l'excitation de l'étage amplificateur ; de plus, pour un étage travaillant en téléphonie, l'étage tampon devra être capable de fournir une puissance quatre fois supérieure à la puissance d'excitation normale, afin d'éviter les distorsions aux fortes amplitudes de modulation. Ainsi, supposons qu'une lampe de 50 watts nécessite deux watts d'excitation, par exemple ; le tube de l'étage séparateur devra être choisi capable de délivrer au moins 8 watts utiles.

Notons, en passant, que les lampes pentodes amplificatrices H.F. de puissance sont les plus intéressantes, car elles exigent, à puissance utile égale de sortie, une puissance d'excitation beaucoup plus faible que les triodes.

De plus, leur neutrodynage, afin d'éviter l'auto-oscillation, n'est pas nécessaire, du fait de la faiblesse de la capacité interne grille 1/anode.

Nota. — Si un amplificateur final classe C reçoit une forte excitation grille de l'étage séparateur, le courant anodique de ce dernier peut n'être que sommairement filtré. Dans l'onde émise, il n'y aura pas de trace de ronflement, du fait du fonctionnement non linéaire du dernier étage. Par contre, le filtrage du courant H.T. alimentant l'étage final doit être particulièrement bon si l'on veut une porteuse tout à fait pure.

A faible excitation grille, c'est le contraire que l'on constate ; on peut admettre un moins bon filtrage dans l'alimentation de l'étage final, mais il faut un filtrage soigné des étages pilote et séparateur.

Cependant, une tension d'excitation anormale est toute aussi dangereuse pour la vie d'un tube qu'un courant anodique exagéré ou une tension de chauffage insuffisante.

Une attaque de grille excessive n'augmente que *très légèrement* la puissance effective de sortie et le rendement ; par contre, on peut atteindre une dissipation anormale de la grille, un échauffement de cette électrode et un dégagement de gaz à l'intérieur du tube.

Une excitation insuffisante, d'autre part, amène des distorsions en sortie du fait d'une non-linéarité de l'amplificateur (en téléphonie).

En conséquence, il est nécessaire de suivre minutieusement les indicatons fournies à ce sujet dans les catalogues de lampes. De plus, avant d'appliquer la tension d'excitation H.F. requise, il est nécessaire de s'assurer que la tension de polarisation de base a bien la valeur indiquée par le constructeur du tube. En cas de polarisation insuffisante, la grille atteindrait des tensions instantanées exagérées dans la région positive, et l'on risquerait un amorçage à l'intérieur du tube (1).

De l'excitation H.F., une partie seulement est employée pour attaquer effectivement le tube ; l'autre partie est perdue dans l'alimentation de la polarisation. Il n'y a aucun moyen d'éviter cette perte, et elle est la même quel que soit le système de polarisation employé.

•

Valeur du courant anodique

Habituellement, le courant anodique maximum à ne pas dépasser pour un tube donné (sinon celui-ci se « pompe » rapidement) est indiqué dans les caractéristiques établies par le constructeur. Mais il arrive parfois que de telles indications manquent, suivant la classe d'utilisation.

A la suite de nombreux essais, une règle pratique très simple a été établie par l'amateur américain W6AAR ; cette règle fixe le courant plaque maximum à ne pas dépasser pour la sécurité du tube. La voici :

Dans un tube de puissance à filament thorié travaillant en régime C (modulé ou non), on calcule la puissance dissipée par le filament en multipliant évidemment la tension de chauffage par le courant de chauffage. Et l'on admet un courant anodique de 5 à

(1) Ne pas confondre amorçage et effluve. Un amorçage, dans ce cas, est une étincelle amenant la destruction d'une électrode. On appelle effluve, la lueur généralement violette se produisant à l'intérieur de l'ampoule. Un tel effluve est dû souvent, soit à une tension anodique exagérée, soit à la présence de gaz dans le tube. Ce dernier est dit « mou », mais, ordinairement, il n'y a pas d'inconvénients sérieux immédiats.

7 mA par watt de chauffage consommé par le filament. C'est là, naturellement, une règle pratique empirique ; car le courant plaque maximum découle de la puissance pouvant être dissipée par l'anode et du rendement.

On doit se baser aussi sur la différence des courants anodiques C.O. plaque *chargé* ou *non*. Plus le courant plaque, C.O. non chargé, est faible, plus on peut « pousser » la lampe, puisque le rendement est élevé. Faisons à nouveau une petite expérience :

Si l'on ne couple pas l'antenne au circuit oscillant d'anode, l'impédance de ce dernier est *très grande :* elle serait même infinie s'il s'agissait d'un C.O. théorique sans résistance propre. Aussi le courant anodique est-il minimum, l'accord correct du circuit se traduisant par la plus faible intensité lue au milliampèremètre. Si l'on couple l'antenne, tout se passe comme si l'on diminuait l'impédance que présente le C.O., et cela d'autant plus que le couplage est serré. Par ce couplage, on peut donc régler le courant anodique, à condition, naturellement, que l'excitation grille reste normale pour le tube considéré.

Mais revenons à notre C.O. non chargé, c'est-à-dire antenne débranchée ; nous avons dit plus haut qu'un circuit oscillant parfait, sans résistance propre, a une impédance infinie : le courant indiqué, dans ces conditions, par le milliampèremètre plaque, serait nul. Mais les pertes réduisent cette impédance, et ce d'autant plus qu'elles sont importantes. De ce fait, la valeur du courant anodique minimum du tube final non chargé — antenne débranchée — donne une indication précieuse quant aux pertes qui existent et à la « qualité » du circuit.

Voyons maintenant l'interprétation des résultats : on admet, en général, que le courant anodique minimum, C.O. non chargé, ne doit pas être supérieur au neuvième ou au dixième de la valeur qu'il atteint en fonctionnement normal, antenne connectée.

Que faire si cette différence n'existe pas ? Il faut réduire les pertes et, pour cela, réduire la longueur des connexions entre la bobine et son condensateur variable d'accord ; réduire les connexions aboutissant à la grille et à l'anode du tube, les connexions de neutrodynage, s'il y a lieu ; s'assurer du parfait contact des lames mobiles du C.V. ; d'une façon générale, réduire la longueur et augmenter la section de toutes les connexions parcourues par la H.F. ; vérifier également la qualité des isolants (colonnettes) supportant la bobine ; vérifier les bobines d'arrêt, s'il y a lieu, et les soustraire à l'induction du bobinage du C.O. ; enfin, l'étage amplificateur peut être le siège d'oscillations parasites (les supprimer comme il est indiqué sous le titre suivant).

Oscillations parasites dans un amplificateur H.F.

Ces oscillations de fréquence très basse ou très élevée (à ne pas confondre avec les harmoniques normaux) provoquent des pointes indésirables de chaque côté de l'onde porteuse modulée, ou des « clics » dans la manipulation. Elles peuvent prendre naissance avec la modulation ou la manipulation, ou au contraire, s'arrêter durant ces périodes.

Ces oscillations parasites peuvent être dues aux divers circuits accordés résonnants ou antirésonnants, à la longueur des connexions du circuit de neutrodynage, etc. Avec un tube tétrode ou pentode, il peut y avoir un effet de relaxation lorsqu'on alimente l'écran à travers une résistance série. De même, cet écran peut tenir le rôle de l'anode d'un oscillateur indésirable.

Des oscillations parasites à fréquence peu élevée se manifestent assez souvent dans les circuits à alimentation en parallèle ; elles sont provoquées par la résonance des bobines d'arrêt de grille et d'anode couplées par le truchement de la capacité inter-électrode du tube. On constate alors une multitude d'ondes porteuses principalement vers les fréquences plus faibles que la porteuse normale, et distantes de 20 à 100 kHz environ.

Inutile de dire que l'examen oscilloscopique d'une telle émission perturbée par des oscillations parasites quelles qu'elles soient, fournira des renseignements précieux sur leur teneur et l'efficacité des moyens mis en œuvre pour leur suppression.

Il existe plusieurs remèdes pour mettre fin aux oscillations parasites. On peut agir sur les bobines d'arrêt, par exemple : soit utiliser une bobine d'arrêt plus conséquente dans le circuit anodique que dans le circuit de grille ; soit remplacer la bobine d'arrêt de grille par une résistance de 500 à 1 000 Ω *bobinée ;* de toutes façons, dans de tels cas, n'utiliser des bobines d'arrêt qu'aux points des circuits où elles sont vraiment nécessaires.

Il est possible de supprimer les oscillations indésirables en intercalant, en des points convenables de l'amplificateur, des éléments suppresseurs. Ces derniers sont constitués, soit par de simples résistances au *carbone* de 10 à 50 Ω environ, soit par un circuit parallèle comme il est montré sur la figure V-36. Dans ce dernier cas, on bobine une dizaine de tours de fil *sur le corps* d'une résistance au *carbone* de quelques milliers d'ohms.

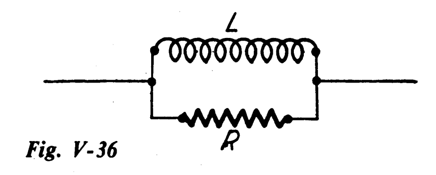


Fig. V-36

Les suppresseurs de parasites doivent être intercalés à la sortie des électrodes du tube (grille, écran et anode). Les points convenables pour intercaler ces éléments sont indiqués par les lettres A, B et C sur le schéma d'amplificateur tétrode de la figure V-32. Il est parfois suffisant de placer les éléments suppresseurs sur une ou deux électrodes : on commence par l'écran, puis la grille de commande ; et si cela n'apporte pas encore d'amélioration, on agit sur l'anode (point C). Naturellement, on débute avec des valeurs faibles pour les suppresseurs, en augmentant progressivement si besoin est jusqu'à l'obtention du résultat cherché.

Amplificateurs H.F. avec tubes en parallèle ou en push-pull

Dans un amplificateur H.F., si nous disposons de deux tubes identiques et que nous les montions, soit en parallèle, soit en push-pull, la puissance de sortie est la même (le double de la puissance fournie par un seul tube), à condition de prendre certaines précautions, et notamment : adaptation convenable des impédances, fréquence de travail nettement inférieure à la fréquence limite de fonctionnement des tubes, excitation de commande suffisante.

a) Tubes en parallèle : Procédé intéressant pour des fréquences inférieures à 10 MHz, puisqu'un seul CV est nécessaire (voir fig. V-37). Au dessus de 10 MHz, le montage n'est pas conseillé, car les capacités inter-électrodes des tubes s'ajoutent (1). Un amplificateur H.F. avec tubes en parallèle est souvent sujet aux oscillations parasites. Des résistances au carbone d'amortissement ou des suppresseurs du type de la figure V-36 peuvent être intercalés dans les connexions de plaque et de grille. Ordinairement, un seul élément suppresseur intercalé sur *une grille,* au point S, suffit.

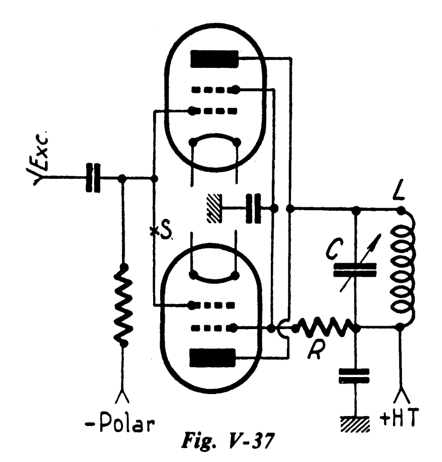


Fig. V-37

b) Tubes en push-pull : Montage parfaitement équilibré pour autant qu'il s'agit des capacités diverses ; facilité de neutrodynage dans le cas de triodes ; rapport L/C pouvant être rendu plus élevé ; théoriquement, réduction de l'amplitude de l'harmonique 2 ; enfin, facilité d'amplification des fréquences très élevées.

(1) Ou alors, il faut utiliser des tubes offrant des capacités internes faibles (tubes 6146, par exemple).

On doit utiliser une bobine à point médian rigoureux ; de plus, l'emploi d'un CV à stator divisé est obligatoire. Le schéma classique de l'amplificateur push-pull est donné à la figure V-34. Naturellement, l'excitation grille de commande est scindée en deux tensions déphasées de 180 degrés.

Montages courants des circuits accordés d'anode dans les amplificateurs H.F. de puissance

Nous avons déjà soulevé la question avec la figure V-1 et le texte s'y rapportant, tout au moins en ce qui concerne les circuits accordés pour étage simple (ou avec tubes en parallèle) ; dans un instant, nous verrons ce qui se rapporte plus spécialement aux étages push-pull.

Nous ne reviendrons donc pas sur les C.O. pour étage simple ; nous conseillons au lecteur de revoir ce qui a été dit à leur sujet dans ce chapitre, tout d'abord au § 1 sous le titre « Remarque sur le montage des C.V. de C.O. parcourues par la H.T. », et ensuite au § 7 sous le titre « Tension d'isolement du condensateur variable d'accord ».

Nous nous bornerons, simplement, à remarquer que, outre les diverses combinaisons possibles sur le circuit accordé, il existe deux modes d'alimentation réalisables : l'alimentation série (cas des figures V-1 A et B, par exemple) et l'alimentation parallèle (fig. V-1 C).

Dans l'alimentation-série, la connexion d'alimentation vers les circuits de grille ou de plaque est faite en un point de potentiel H.F. nul (alimentation-série d'anode : figure V-1 A, par exemple ; alimentation-série de grille : schéma de l'amplificateur triode de la figure V-32 en A).

Par contre, dans l'alimentation parallèle, la connexion d'alimentation vers les circuits de grille ou de plaque se fait toujours en un point de potentiel H.F. élevé (alimentation parallèle d'anode : fig. V-1 C ; alimentation parallèle de grille : fig. V-29). De ce fait, l'alimentation parallèle nécessite toujours une bobine d'arrêt H.F. ou une résistance (cas de l'alimentation d'une grille), ou une bobine d'arrêt H.F. à impédance très élevée (cas de l'alimentation d'une plaque) ; ceci, afin d'éviter des pertes « haute fréquence ».

Aussi, dans le cas de l'alimentation en parallèle d'un circuit anodique (fig. V-1 C), nous conseillons d'employer comme bobine d'arrêt Ch, soit *deux* bobines d'arrêt classiques type National R 100 connectées en série, soit, ce qui est mieux encore, une bobine d'arrêt National type R 175.

Nous passons maintenant aux montages de circuits accordés pour étage push-pull.

Le montage de la figure V-38 est très employé ; le rotor du condensateur de grille CV_1, est connecté à la masse, mais le rotor du condensateur de plaque CV_2, peut « flotter ». Si CV_2 possède un interlame suffisamment important pour éviter tout amorçage d'étincelles, on peut adopter le montage de la figure V-34 ; le rotor de CV_1 est mis, ou non, à la masse (au choix).

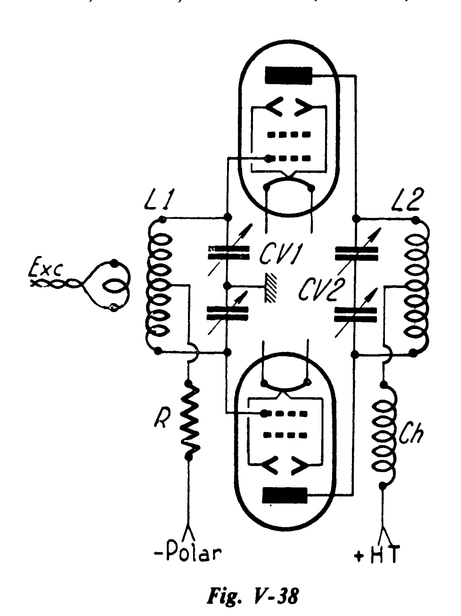
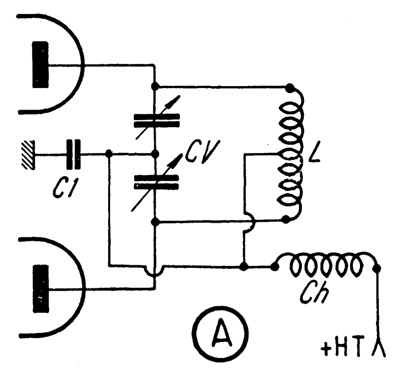


Fig. V-38

Le rotor de CV_2 peut également être relié à la masse à travers un condensateur fixe comme il est montré sur la figure V-31. Ce condensateur peut avoir une capacité s'échelonnant de 10 000 pF à 500 pF, voire 100 pF pour un amplificateur sur V.H.F.



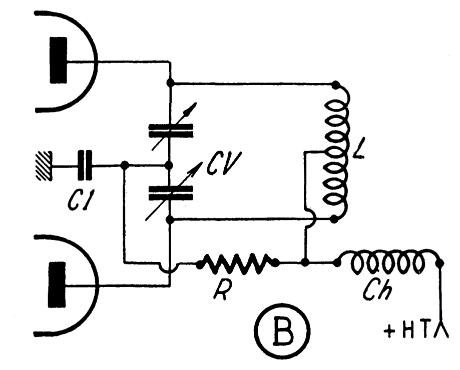


Fig. V-39

Dans le cas d'un étage amplificateur H.F. *modulé par l'anode,* il est intéressant que le rotor du condensateur variable d'anode « suive » les variations de tension de plaque. Dans de telles conditions il est rare de voir passer des étincelles dans le C.V. au moment des crêtes de modulation. Les montages A et B de la figure V-39 maintiennent sensiblement au même potentiel « courant continu » et « B.F. », le rotor et les stators. En A, le rotor est simplement connecté au + H.T. ; ce montage est valable avec des tensions anodiques moyennes, car si C_1 claque, l'alimentation H.T. est court-circuitée (et les dommages peuvent être conséquents). En B, l'avantage est immédiat ; dans le cas du claquage du condensateur au mica C_1, seule la résistance R est détruite. Avec C_1 = 1 000 pF, et si on limite la fréquence supérieure de modulation à 3 000 Hz (profondeur 100 %), une résistance de 25 000 à 30 000 Ω suffit.

L'amateur a maintenant en mains toutes les données techniques, tous les points capitaux qui le guideront dans la réalisation d'un parfait circuit oscillant de sortie (1) et, par suite, d'un excellent étage amplificateur H.F. final.

Circuits de couplage à l'antenne

Certes, nous reviendrons sur cette question avec le chapitre XIII consacré aux antennes (§ 4) ; mais dans cette étude des étages PA, nous ne pouvons pas passer le sujet totalement sous silence. Disons que le couplage du circuit accordé final H.F. à l'antenne est essentiellement un problème d'adaptation d'impédance entre l'un et l'autre. En règle générale, il s'agit d'adapter une impédance assez élevée (circuit anodique de sortie) à une impédance assez faible (feeder de l'antenne). Cela, du moins, dans le cas d'un émetteur à lampes ; en effet, avec les émetteurs à transistors, c'est généralement l'inverse qu'il convient de faire pour l'adaptation des impédances (nous le verrons plus loin).

L'impédance de charge optimale R_L devant être présente sur l'anode de l'étage de sortie peut être évaluée par l'une des formules suivantes :

Classe A :

$$R_L = \frac{V_a}{1{,}3\ I_a}$$

Classe B :

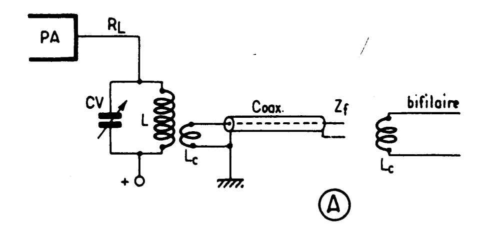
$$R_L = \frac{V_a}{1{,}57\ I_a}$$

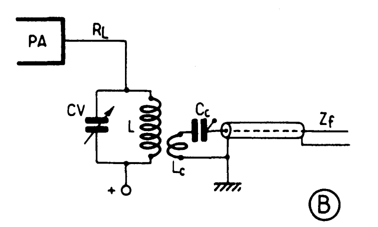
Classe C :

$$R_L = \frac{V_a}{2\ I_a}$$

avec V_a = tension anodique (en volts) ;
I_a = intensité anodique (en ampères).

(1) « Plate-tank-circuit » des Américains.





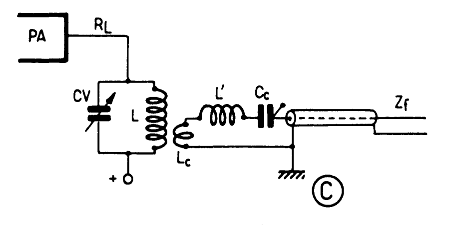


Fig. V-40

Les circuits de couplage les plus répandus sont représentés sur la figure V-40. En A : liaison simple pour coaxial ou pour bifilaire ; en B : système accordé.

Dans ce dernier cas, le circuit de couplage L_c C_c doit être accordé sur la fréquence (ou tout au moins, dans la bande) de fonctionnement. La capacité C_c est proportionnelle à la fréquence : de $C_c = 330$ pF pour 3,5 MHz à $C_c = 40$ pF pour 28 MHz (pour un feeder coaxial de 75 Ω d'impédance).

La recommandation de l'accord de L_c C_c dans la bande de travail, et compte tenu de la valeur de C_c, peut se traduire par un nombre de tours trop important de L_c ; on adopte alors la disposition représentée en C sur la figure, où la bobine de couplage est fragmentée (L_c = couplage proprement dit + L' = bobine additive nécessaire à la résonance).

En effet, en fin d'analyse, l'adaptation des impédances se résume à l'adaptation du nombre de tours de L_c par rapport au nombre de tours de L afin de satisfaire la classique relation :

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R_L}{Z_f}}$$

dans laquelle nous avons :

N_1 = nombre de tours de L ;

N_2 = nombre de tours de L_c ;

R_L = impédance optimale de charge ;

Z_f = impédance du feeder d'antenne.

Un autre mode de liaison et de couplage à l'antenne extrêmement employé, est le circuit en π ou circuit Jones (nous en reparlerons au chapitre XIII, § 4) ; voir figure V-41.

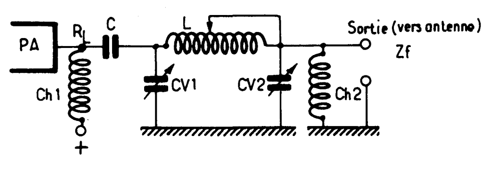


Fig. V-41

L'alimentation est appliquée en parallèle par l'intermédiaire de la bobine d'arrêt Ch_1, la liaison HF au circuit d'accord s'effectuant par le condensateur C (de l'ordre de 2 nF mica, à forte tension diélectrique).

Le condensateur variable CV_2 permet de déterminer la charge et le condensateur CV_1 permet ensuite d'accorder l'ensemble. En fait, la capacité accordant la bobine L doit être considérée comme étant la résultante des capacités de CV_1 et CV_2 supposées connectées en série.

L'accord sur les diverses bandes décamétriques peut facilement être obtenu par l'emploi d'une bobine L à prises (commutables par court-circuit des spires non utilisées). Une telle disposition de commutation du circuit final peut être envisagée sans risque de baisse du rendement HF, d'abord parce que l'on opère à basse impédance (en principe, l'impédance côté « antenne » est

toujours assez faible), ensuite parce que l'on dispose maintenant d'excellents commutateurs à faibles pertes (sur stéatite ou époxy HF).

La capacité de CV_1 peut aller de 25 pF (28 MHz) à 250 pF (3,5 MHz) ; celle de CV_2 de 150 pF (28 MHz) à 1 500 pF (3,5 MHz).

Ce circuit offre la possibilité de régler la charge entre de très larges limites, ainsi que l'adaptation à des antennes d'impédances également très diverses.

Les bobines d'arrêt Ch_1 et Ch_2 sont du type R 100, ou mieux R 175 ; la bobine Ch_2, bien que recommandée, est néanmoins facultative.

Du fait de sa grande souplesse et de ses larges possibilités, le circuit en π est également très employé dans les montages à transistors, soit à l'étage de sortie, soit dans les étages intermédiaires.

Utilisation des transistors de puissance en émission

Tout d'abord, en ce qui concerne l'emploi des transistors de puissance dans les émetteurs, le lecteur voudra bien revoir le paragraphe 9 du chapitre II.

Quant à la liaison à l'antenne et au circuit d'adaptation des impédances, en règle générale, le problème est l'inverse de celui rencontré pour les lampes ; en effet, l'impédance de sortie d'un transistor de puissance est toujours plus petite que l'impédance du feeder d'antenne (même avec des feeders de 52 ou 75 Ω). Approximativement, cette impédance de charge optimale de sortie R_L peut se déterminer par application de la formule :

$$R_L = \frac{V_c^2}{2\,P_o}$$

dans laquelle :

V_c^2 = carré de la tension appliquée au collecteur (en volts) ;

P_o = puissance de sortie (en watts).

Calcul fait, on trouve R_L = 5 ohms environ, parfois moins...

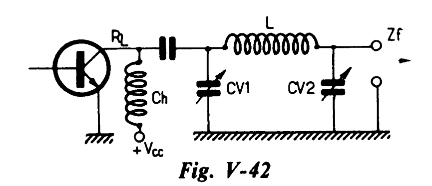


Fig. V-42

Dans certains cas, il sera possible d'utiliser, comme précédemment, un circuit en π (fig. V-42) ; mais pour l'élévation d'impédance à effectuer, c'est le condensateur CV_1 qui présentera la plus forte capacité, et CV_2 la plus faible (soit l'inverse du montage à lampes). Néanmoins, dès que l'on aborde des puissances un peu importantes, on est vite obligé d'abandonner ce schéma ; en effet, l'intensité consommée par le transistor devient telle que la bobine d'arrêt *Ch* n'est pratiquement plus réalisable (voir fig. VII-15 et le texte s'y rapportant).

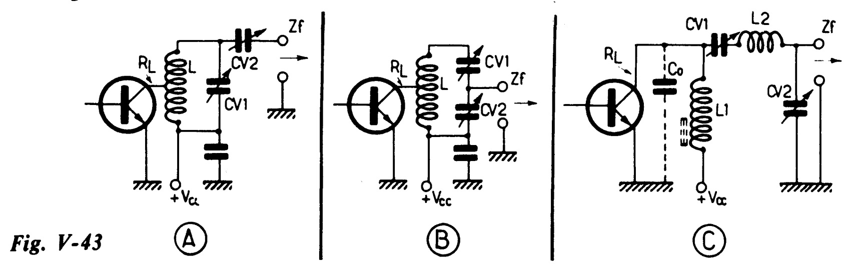


Fig. V-43

On préfère alors adopter l'un des montages représentés sur la figure V-43.

Sur les schémas A et B, le collecteur aboutit à une prise intermédiaire sur la bobine L. Le condensateur variable CV_1 permet l'accord, et CV_2 ajuste le couplage à la charge (antenne) tout en parachevant l'adaptation d'impédance.

Sur le schéma C, on peut reconnaître un pseudo-circuit en π ; mais ici, la bobine d'arrêt nécessaire pour l'alimentation en parallèle est remplacée par une bobine L_1

qui doit être en fait accordée par la capacité collecteur-émetteur C_0 du transistor (capacité représentée en pointillés). Ce montage reste cependant délicat, car la capacité C_0 n'est pas constante ; une mise au point pratique demeure donc nécessaire... Néanmoins, on peut tourner la difficulté en utilisant une bobine L_1 à noyau *réglable,* d'une part, et d'autre part en shuntant la capacité C_0 par un condensateur réel de plus grande valeur (connecté entre collecteur et masse, ou en parallèle sur L_1).

Outre les fonctions normales de « circuit accordé » et d'adaptateur d'impédance demandées à un circuit en π (fig. V-41, 42 et 43-C), nous devons ajouter qu'un tel montage est aussi, par construction, un *filtre passe-bas ;* en conséquence, il atténue considérablement le rayonnement par l'antenne des harmoniques indésirables.

Naturellement, du point de vue pratique, nous aurons l'occasion de rencontrer plusieurs types de tous ces montages au cours de cet ouvrage.

C'est ainsi que les transistors HF de puissance se prêtent admirablement à la construction d'étages PA à très large bande (3 à 30 MHz par exemple, sans circuit accordé) ; voir chapitre XVII § 8.

§ 8. — Polarisation

Sous ce titre, nous étudierons les procédés de polarisation des amplificateurs H.F. classe C seulement, en supposant connues du lecteur les systèmes de polarisation habituels utilisés dans les récepteurs et en amplification basse fréquence : classes A, AB_1, AB_2 et B.

Les procédés fondamentaux de polarisation utilisés par l'amateur dans les amplificateurs H.F. classe C sont :

1° la polarisation par batterie ;

2° la polarisation par résistance de grille ;

3° la polarisation par redresseur séparé.

De plus, on peut réaliser des combinaisons mettant en œuvre deux procédés à la fois.

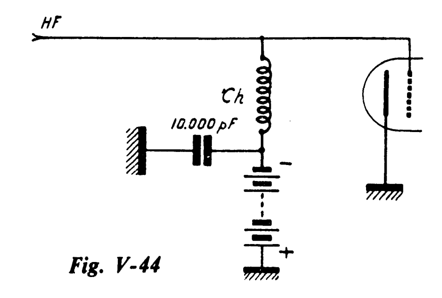


Fig. V-44

Le premier système qui vient à l'esprit est, évidemment, la polarisation par batterie de piles ou d'accumulateurs. La force électromotrice de la batterie aura pour valeur la tension de polarisation requise par le tube de l'étage considéré (fig. V-44). Notons que, dans le cas de l'utilisation d'une batterie d'accus, celle-ci ne se décharge pratiquement pas, car elle est parcourue par le courant grille du tube amplificateur, précisément dans le sens de la charge.

Disons tout de suite que les systèmes de polarisation que nous allons voir peuvent s'appliquer tout aussi bien aux étages séparateurs (tampon ou doubleur) qu'aux étages amplificateurs P.A.-H.F.

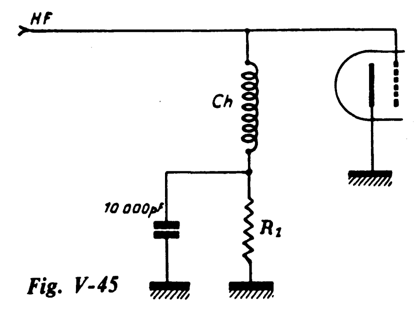


Fig. V-45

On sait que dans un amplificateur H.F. classe C, la grille de commande du tube devient positive pendant une fraction du cycle, et que, de ce fait, un courant moyen de grille prend naissance. En intercalant (fig. V-45) une résistance R_1 en série dans la connexion de cette électrode, on réalise une chute de tension U qui polarise négativement le tube à la valeur requise en faisant

$$R_1 = \frac{U}{I_g}$$

Ce procédé présente un inconvénient : en effet, si l'excitation vient à être supprimée pour un motif quelconque (décrochage du pilote, par exemple), le courant grille devient nul et, par suite, le tube n'est plus polarisé ; sa vie est alors en danger.

Aussi préfère-t-on le système mixte de polarisation grille-cathode représenté sur la figure V-46. Dans ce montage, si l'excitation vient à être supprimée, le tube est tout de même polarisé par la résistance R_2 (partiellement il est vrai, mais la sécurité est bien plus grande). La polarisation obtenue est égale à la somme des chutes de tension dans les résistances R_1 et R_2.

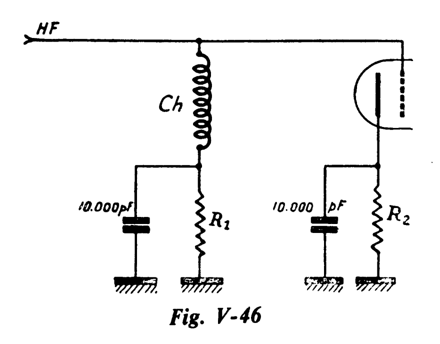


Fig. V-46

Précisons que la polarisation par résistance de grille ne peut pas convenir sur les amplificateurs H.F. modulés par la grille de commande, ni sur les amplificateurs linéaires classe B (amplificateurs de H.F. modulée dans un étage précédent). En effet, dans ces deux cas, le courant continu moyen de grille varie constamment avec la modulation. Il faut, alors, faire appel, soit à la polarisation par batterie, soit à la polarisation par redresseur auxiliaire dont la tension de sortie est alors connectée en lieu et place de la batterie dans le cas du montage de la figure V-44 par exemple.

La sortie de ce redresseur auxiliaire doit être shuntée par une résistance de *faible valeur* (ou par un diviseur de tension à résistances de faible valeur, si plusieurs tensions de polarisation sont requises). En effet, il faut offrir une résistance minimum au passage du courant de grille de l'amplificateur, si l'on ne veut pas obtenir une polarisation mixte par redresseur et résistance de grille avec effet cumulatif (voir chapitre VI, § 3).

La tension exacte de polarisation appliquée sera mesurée par un voltmètre branché aux bornes du condensateur de 10 000 pF (fig. V-44, par exemple) avec l'émetteur en fonctionnement (plus exactement : avec l'étage amplificateur HF à polariser en service *et convenablement excité,* excitation entraînant le courant de grille G_1 préconisé par le constructeur).

Nous avons vu que le montage de la figure V-46 apporte une certaine protection du tube amplificateur PA en cas de suspension de l'excitation HF, puisqu'une polarisation partielle reste présente grâce à la résistance de cathode R_2. Un autre procédé très répandu de protection pour le tube PA (tétrode ou pentode) consiste à utiliser un tube - clamp en shunt sur l'alimentation de la grille-écran. Si l'excitation disparaît en entraînant la suppression de la polarisation de grille de commande, le tube-clamp consomme et réduit considérablement la tension appliquée à la grille-écran. De ce fait, l'intensité anodique du tube PA se trouve aussitôt freinée et le tube est protégé. Il suffit donc que la grille du tube-clamp soit contrôlée par une fraction de la polarisation née de l'excitation HF. Une application pratique de ce dispositif sur un émetteur sera vue au cours du chapitre XII (§ 2), ainsi qu'avec la figure IX-6.

Sur nos figures précédentes, pour faciliter les comparaisons, nous avons toujours supposé l'étage amplificateur excité par l'intermédiaire d'une capacité de liaison (couplage électrostatique). S'il s'agit d'un couplage électromagnétique ou d'un couplage par ligne, ce qui nécessite un circuit accordé dans la grille, la polarisation est évidemment appliquée à la base de ce circuit.

§ 9. — Neutrodynage

Le neutrodynage d'une triode amplificatrice H.F. est nécessaire pour éviter son auto-oscillation. On réalise le neutrodynage plaque (fig. V-47), ou le neutrodynage grille (fig. V-48), suivant le montage employé.

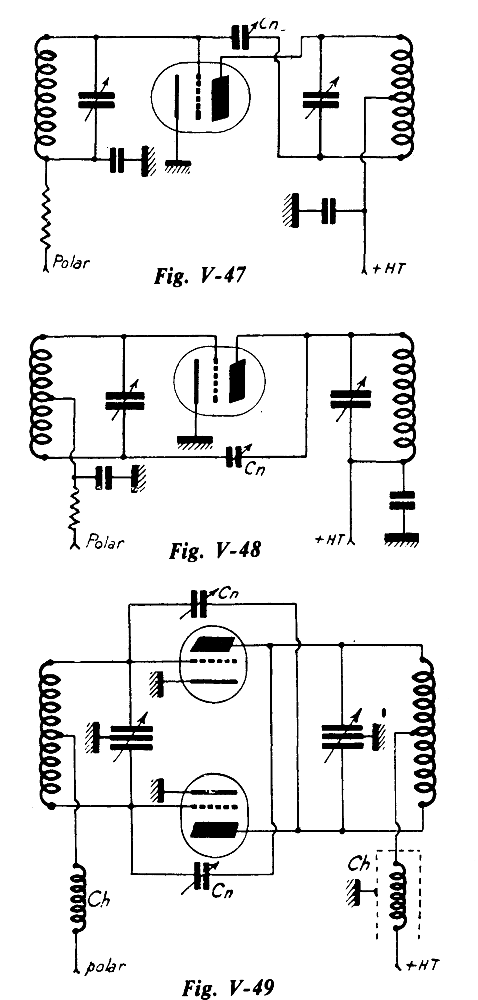


Fig. V-47

Fig. V-48

Fig. V-49

Dans les deux cas, il s'agit de supprimer le couplage statique créé par la capacité interne grille-anode du tube entre le circuit grille et le circuit plaque, en appliquant une tension en opposition de phase avec celle que l'on veut neutraliser, par l'intermédiaire d'un petit condensateur variable dit condensateur neutrodyne, Cn.

La figure V-49 montre le neutrodynage d'un étage push-pull.

Comme nous venons de le voir rapidement, le neutrodynage s'applique aux amplificateurs munis de *triodes,* afin de neutraliser la réaction s'effectuant par la capacité interne anode/grille.

Avec des tétrodes ou des pentodes dont cette capacité interne est excessivement réduite, l'amplificateur peut se passer de neutrodynage, tout au moins pour des fréquences inférieures à 30 MHz. Sur les *fréquences supérieures,* une réaction peut cependant prendre naissance, malgré la faiblesse de la capacité interne anode/grille.

Il convient alors de neutrodyner l'étage amplificateur tétrode ou pentode. Mais, dans ce cas, le neutrodynage est très délicat, la capacité interne à contrecarrer étant petite, et les capacités de câblage du circuit neutrodyne dépassant rapidement la valeur requise.

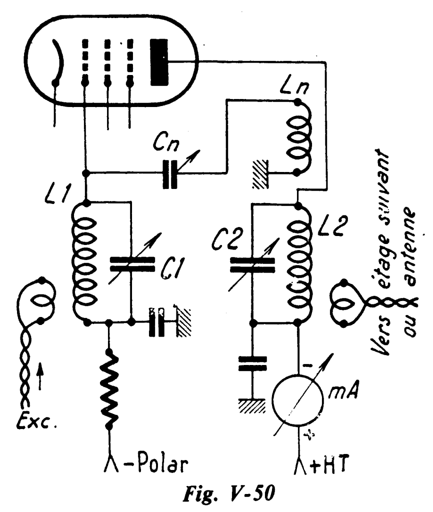


Fig. V-50

Il faut avoir recours au montage de la figure V-50, comportant un condensateur ajustable à air C_n de 3 à 30 pF (faible isolement inter-lames, puisque soumis à aucune tension continue importante), et un bobinage L_n dont le sens d'enroulement est à déterminer. En général, le nombre de tours de L_n est la moitié de celui du bobinage L_2 du circuit plaque.

En cas de travail sur plusieurs gammes, et en utilisant des bobines interchangeables, L_2 et L_n sont bobinés sur le même mandrin.

Il est alors intéressant de déterminer, par tâtonnements, le nombre de tours de L_n pour chaque gamme, de façon à ne pas avoir à retoucher C_n.

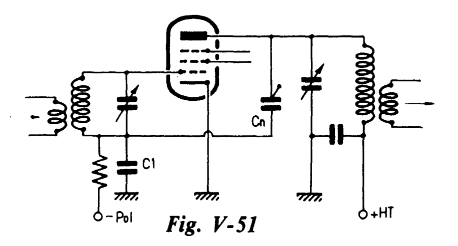


Fig. V-51

Une autre solution, plus simple, peut donner cependant satisfaction dans certains cas ; elle est représentée sur la figure V-51. Aucun bobinage auxiliaire ou à prise médiane n'est nécessaire ; le report d'énergie se fait par le condensateur C_n (fixe ou ajustable) de l'anode sur la base du circuit accordé de grille. Mais alors, il est *impératif* que le condensateur C_1 soit d'une capacité assez peu élevée, c'est-à-dire qu'il n'apporte qu'un découplage *imparfait* du circuit de grille.

•

Conditions du neutrodynage

Considérons une triode devant fonctionner en amplificatrice H.F. ; on peut dire, à coup sûr, que si elle oscille, c'est qu'il y a transfert d'énergie du circuit plaque sur le circuit grille, et ce transfert, provoqué par la capacité interne grille-anode du tube, est d'autant plus facile que la fréquence de fonctionnement est élevée.

Comme nous l'avons dit précédemment, pour éviter l'amorçage des oscillations, il faut envoyer sur la grille une quantité égale d'énergie H.F., mais de *sens opposé*. On y arrive par un des montages de base (voir fig. V-47 et 48). Ce transfert d'énergie en opposition a lieu par l'intermédiaire d'un condensateur extérieur C_n, dit condensateur de neutrodyne, dont la valeur est sensiblement égale à la capacité grille-anode du tube.

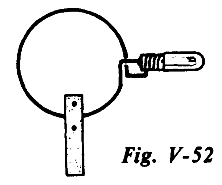
Le réglage du condensateur de neutrodyne C_n ne souffre pas la médiocrité. D'un étage mal neutrodyné peuvent découler toutes sortes de phénomènes plus ou moins lamentables : outre l'auto-oscillation pure et simple de l'amplificateur, on peut constater des déformations dans la modulation, grognements, accrochages, sifflements, modulation en fréquence, éclats sur les bandes latérales, etc.

Réglages

On peut *dégrossir* le réglage du condensateur C_n à l'aide d'une simple boucle de Hertz :

L'excitation grille est appliquée au tube de l'étage à neutrodyner ; en d'autres termes, le ou les étages précédant la lampe à neutrodyner sont mis en fonctionnement normal. Quant à la lampe (à neutrodyner, répétons-le), elle a son filament chauffé, sa polarisation normale appliquée, mais son circuit H.T. coupé ; aucune tension d'alimentation n'est appliquée sur son anode.

On recherche alors la position du condensateur de neutrodyne provoquant l'extinction de la boucle de Hertz couplée au circuit accordé plaque, pour n'importe quel accord de ce dernier circuit. Dans le cas d'un étage push-pull, les deux condensateurs de neutrodyne doivent être réglés simultanément. Donc, lorsque nous avons trouvé la position ainsi grossièrement définie de C_n, l'ampoule de la boucle de Hertz ne doit donner aucun éclat, si l'on fait varier lentement le condensateur variable d'accord du C.O. plaque de son minimum de capacité à son maximum.


Fig. V-52

Pour ceux qui ne le savent pas, une boucle de Hertz est constituée par une simple spire de fil de cuivre de 20/10 de mm ; cette spire a un diamètre sensiblement voisin de celui de la bobine à « tester ». Aux extrémités, on soude une douille d'ampoule de cadran. Pour que cette boucle soit d'un maniement facile, on peut lui adjoindre un petit manche en bakélite (fig. V-52). On utilise une ampoule d'une intensité de 100 mA

(la tension 3,5 ou 6,3 V par exemple n'est pas critique). Il s'agit ici d'une boucle de Hertz de réalisation très simple et souvent suffisante. Néanmoins, il est parfois nécessaire de disposer d'un organe *beaucoup plus sensible* (circuits où l'énergie H.F. est faible, par exemple); d'autres montages sont alors possibles et le lecteur voudra bien se reporter au chapitre XVIII, § 1.

*
* *

Il nous faut maintenant parfaire ce premier « réglage d'approche » par la méthode du milliampèremètre. Nous restons toujours dans les mêmes conditions de réglage, c'est-à-dire tube chauffé, polarisé et excité, mais non soumis à la haute tension anodique ; cependant, de plus, nous intercalons un milliampèremètre dans le retour du circuit grille. Cet appareil de mesure indique alors une certaine valeur, qui ne doit pas varier si le neutrodynage est bon, lorsqu'on fait varier l'accord plaque de l'étage à neutrodyner de part et d'autre de la résonance. Sinon, parfaire minutieusement le réglage du condensateur C_n jusqu'à ce que la variation de l'accord du C.O. plaque n'entraîne pas de variation du courant grille.

Précautions indispensables

Suivant la réalisation du montage, on peut se trouver en présence de difficultés qui empêchent de mener à bien le neutrodynage correct de l'étage.

Par exemple il est plus facile de neutrodyner un étage dont le C.O. de plaque ou de grille (suivant qu'il s'agit d'un neutrodynage par la plaque ou par la grille) est équipé d'un condensateur à deux sections identiques avec point médian (lames mobiles) à la masse.

En effet, avec un condensateur ordinaire, le neutrodynage, satisfaisant au cours de la mise au point, se révèle *quelquefois* déficient pendant le fonctionnement (couplage parasite entre circuits).

C'est la raison pour laquelle on préfère souvent le montage de la figure V-53, au lieu de celui de la figure V-47.

Avec un condensateur à stator divisé, le montage est parfaitement équilibré et le

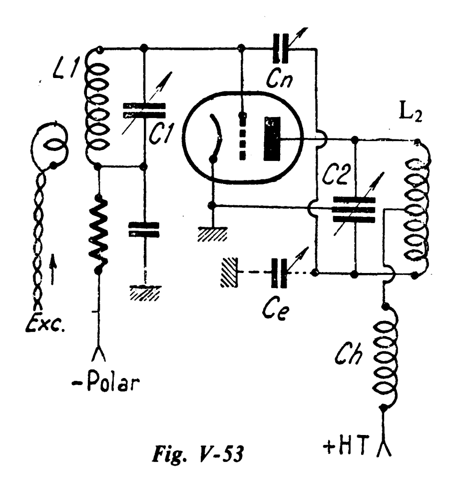


Fig. V-53

neutrodynage « tient » pour une large bande de fréquence. De plus, comme le montre la figure V-53, il est possible de prévoir un condensateur d'équilibrage C_e représenté en pointillés ; par son réglage correct, il est possible d'équilibrer le circuit accordé de plaque : les deux extrémités de ce circuit devant présenter une capacité égale par rapport à la masse.

Si les autres capacités du circuit sont parfaitement équilibrées, si les connexions de chaque extrémité sont bien symétriques et ont la même capacité par rapport à la masse, la valeur du condensateur d'équilibrage C_e sera voisine de la capacité anode/cathode du tube. L'inter-lame de ce condensateur doit être important puisqu'il est soumis à la H.T., à la H.F. et, éventuellement, à la modulation.

Naturellement, un amplificateur push-pull du type de la figure V-49, bien construit, est parfaitement équilibré ; d'où neutrodynage facile.

D'autre part, pour réaliser le neutrodynage correct d'un amplificateur H.F. quelconque, il faut veiller à ce que le découplage des filaments (1) soit parfait : capacités de 5 à 10 000 pF entre chaque borne de chauffage et masse.

(1) Ou de la cathode ; mais, en général, les triodes de puissance sont toutes à chauffage direct.

Le découplage à la masse de la base ou du point milieu du C.O. de plaque, suivant le cas, doit être très efficace : capacité mica de 2 000 pF minimum avec connexions très courtes. Même remarque pour le C.O. de grille si l'étage en comporte un.

Eloigner le condensateur variable de neutrodyne des bobinages H.F., surtout de la bobine plaque ; en effet, s'il est dans un champ électromagnétique très intense, son réglage peut être inopérant. Mais ne rien exagérer vis-à-vis de la longueur des connexions du condensateur C_n ; celles-ci doivent rester courtes.

Outre ces causes de difficultés, il faut *naturellement* éviter tout couplage électromagnétique entre bobine de plaque et bobine de grille, si l'étage en comporte une, ou bobine de plaque de l'étage précédent dans le cas contraire. Ces bobines sont placées dans le même plan, mais perpendiculaires l'une par rapport à l'autre ; on peut aussi les séparer par un blindage-écran vertical en aluminium relié à la masse.

Même remarque pour les connexions grille et plaque, qui doivent s'éloigner rapidement l'une de l'autre et, si nécessaire, être séparées par un blindage-écran également.

Les bobines d'arrêt haute fréquence doivent être d'une efficacité certaine et soustraites au champ électromagnétique des bobinages H.F. soit par leur position, soit, ce qui est mieux encore, en les plaçant à l'intérieur d'un blindage cylindrique en cuivre ou aluminium (disposition de la figure V-49, par exemple).

Des oscillations parasites à *ultra-haute fréquence* peuvent prendre naissance dans un étage amplificateur H.F. équipé d'une triode, et parfaitement neutrodyné, du fait même du câblage, de la longueur des connexions, etc. Il suffit, pour remédier à cela, de placer une sorte de bobine d'arrêt pour U.H.F. dans les connexions provoquant ces oscillations. Cette bobine d'arrêt est simplement constituée par trois ou quatre spires de faible diamètre dans la connexion elle-même, ou par une simple résistance de 10 à 30 Ω. Ces « chocs » sont sans effet sur l'onde normale de travail et suffisent à bloquer les oscillations parasites à U.H.F. On commence par agir sur la connexion grille et, si cela ne suffit pas, sur la connexion plaque.

Revoir ce qui a été dit à ce sujet, au § 7 de ce chapitre, sous le titre « Oscillations parasites dans un amplificateur H.F. ».

Pour terminer, nous pourrons faire l'essai suivant : l'émetteur étant en fonctionnement, coupons l'étage pilote ; si tous les étages sont correctement neutrodynés et n'auto-oscillent pas, il ne doit pas y avoir de trace de H.F. dans le circuit de sortie. Dans ce cas, l'étage pilote jouera bien son rôle ; ce sera bien lui, et lui seul, le maître, le pilote !

Cet essai se fera d'une manière rapide, si l'on réalise la polarisation des étages séparateurs et final par simple résistance de grille, afin d'éviter d'endommager les tubes.

Toutes ces difficultés ne doivent pas effrayer l'amateur ; il est rare, en effet, qu'elles se donnent toutes « rendez-vous » sur le même émetteur ! En outre, elles sont rarement rencontrées dans un montage correctement établi, et dans lequel les précautions élémentaires indispensables exposées plus haut auront été prises. Un parfait neutrodynage n'est pas œuvre de sorcier ! Il est à la portée de tous.

Nous savons qu'un étage amplificateur équipé d'une tétrode ou d'une pentode se passe de neutrodynage (1), et ce, du fait de la faiblesse de la capacité interne grille-anode de ces tubes. Mais il faut cependant que les précautions habituelles soient prises également, à savoir : découplages parfaits (condensateurs et bobines d'arrêt), éloignement des connexions grille et plaque, aucun couplage des bobines grille et anode. Il va de soi que s'il existe des couplages ou des capacités extérieurs, on perd entièrement le bénéfice de la faible capacité interne du tube.

Autre circuit de neutrodynage

Outre les circuits classiques de neutrodynage que nous avons vus au début de ce

(1) Du moins, lorsque cet amplificateur ne travaille pas sur une fréquence trop élevée (jusqu'à 30 MHz).
Au-dessus de 30 MHz, voir figures V-50 et 51, et le texte s'y rapportant.

paragraphe, il existe un autre procédé, tout différent, que nous allons voir pour terminer.

Neutrodynage shunt

Tout les montages que nous avons vus jusqu'à maintenant font appel à un *montage en pont* quelconque pour contrecarrer l'énergie passant par la capacité interne anode/grille : on injecte sur le circuit de grille une autre énergie d'égale valeur, mais de phase opposée.

Or, la capacité interne anode/grille n'est évidemment pas autre chose qu'une réactance capacitive, et l'on comprend que si l'on place en shunt sur cette capacité une *inductance* ayant la même valeur de réactance mais de signe opposé, la réactance de ce dernier circuit annulera la réactance de la liaison indésirée : on est en présence, alors, d'un circuit à impédance très élevée entre anode et grille. En d'autres termes, la

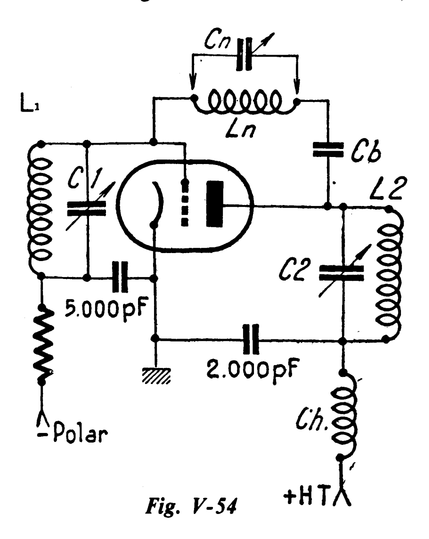


Fig. V-54

bobine de neutrodynage L_n (voir fig. V-54) doit former un *circuit accordé* sur la fréquence de travail de l'amplificateur, la capacité en parallèle étant la capacité interne grille/plaque du tube ; le condensateur C_b de 100 pF à *fort diélectrique* est simplement un condensateur de blocage destiné à séparer la tension continue de plaque de la tension continue de grille.

Ce procédé de neutrodynage est recommandé pour les amplificateurs sur V.H.F. où il se révèle excellent, même dans les cas où les autres montages ne donnent pas entière satisfaction. Son principal inconvénient est qu'il doit être réajusté chaque fois que l'on change de fréquence ; on le conçoit facilement, puisque le circuit accordé formé par le circuit de neutrodynage doit présenter une impédance maximum à la fréquence de travail. Aussi, pour tourner la difficulté, on monte en parallèle sur L_n, un trimmer à air à fort inter-lame C_n, permettant de retoucher l'accord du circuit de neutrodynage chaque fois que l'on change de fréquence. Néanmoins, la valeur de C_n doit rester faible, le rapport L/C du circuit de neutrodynage devant être élevé. Naturellement, si l'on travaille uniquement sur une *seule fréquence,* bien déterminée, seule la bobine L_n est nécessaire. De toutes façons, L_n sera bobinée sur un mandrin à très faibles pertes, à spires écartées et bien isolées, et naturellement, ne présentera aucun couplage avec les circuits accordés de plaque et de grille.

§ 10. — Modes de couplage entre étages

Une station moderne comporte, en général, plusieurs étages de fonctions bien distinctes : pilote, séparateurs ou doubleurs et ampli H.F. final, manipulé ou modulé. Il s'agit de coupler ces divers étages par un moyen de liaison quelconque ; il faut, en effet, transmettre d'un étage à l'autre la puissance H.F. exigée par l'excitation du tube considéré.

Pratiquement deux modes de liaison fondamentaux sont à la portée de l'amateur : le couplage capacitif (ou électrostatique) et le couplage inductif (ou électromagnétique). Nous allons les étudier successivement.

Couplage électrostatique

Ce mode de couplage est le plus simple, le circuit plaque de la première lampe et le circuit grille de la suivante pouvant être considérés comme *communs* (circuit L.CV, fig. V-55).

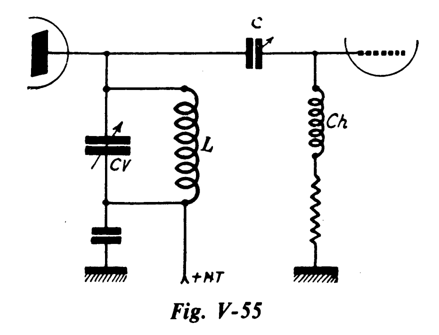


Fig. V-55

Le condensateur de liaison C est, de préférence, variable ou ajustable (à air) dans le montage de la figure V-55, ce qui permet d'ajuster le couplage. Ce condensateur ne doit pas posséder une capacité trop élevée, car si l'étage excité nécessite un neutrodynage, ce dernier devient très difficile. Un condensateur de 150 pF est un maximum ; il convient pour la bande 3,5 MHz, mais devrait être réduit à mesure que l'on travaille sur des fréquences plus élevées. D'une manière générale, il faut prévoir un minimum de capacité, compatible cependant avec l'excitation correcte du tube ; on réduit donc cette capacité jusqu'au moment où l'on constate une baisse rapide du courant grille du tube excité.

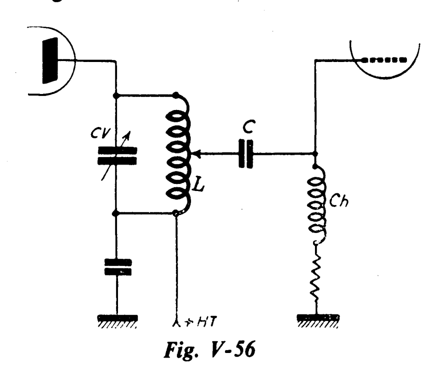


Fig. V-56

Nous donnons sur la figure V-56, un autre système de liaison par capacité. Dans ce cas, le condensateur de liaison C est fixe (à air ou à bon diélectrique mica). Le couplage s'ajuste par déplacement de la prise sur la bobine plaque (couplage minimum côté H.T., naturellement).

Le condensateur C doit pouvoir supporter la H.T. du premier étage plus la tension de polarisation de l'étage excité ; son diélectrique sera donc dimensionné en conséquence. Notons également la présence de la bobine d'arrêt Ch, indispensable, dans le retour du circuit grille. Dans le cas d'utilisation de tubes à *faible* résistance interne, le couplage capacitif donne toujours de bons résultats. De même, lorsqu'on recherche la simplicité, c'est toujours ce mode de liaison qui est employé. Néanmoins, pour des tubes ne présentant pas une résistance interne faible, il est préférable d'adopter le couplage électromagnétique.

D'une façon générale, un moyen qui permet de juger de l'efficacité de la liaison employée consiste à mesurer comparativement le courant grille de l'étage excité : le système de couplage convenant le mieux est celui qui donne le courant grille maximum au tube excité.

Liaison inter-étages par circuit en π

L'emploi d'un circuit en π dans une liaison inter-étages d'un émetteur est tout à fait possible, voire recommandé, pour éliminer la génération des fréquences harmoniques indésirables (risques de TVI).

Un exemple de montage est donné sur la figure V-57.

Le condensateur C_1 permettant l'accord du circuit en π est un condensateur variable de 200 pF (genre CV de réception). Le retour du condensateur C_2 de 50 pF au mica doit s'effectuer sur le même point de masse que la cathode du tube suivant ; s'il s'agit d'un tube avec polarisation partielle de cathode, le retour de C_2 s'effectuera sur le même point de masse que le condensateur de fuite cathodique ; s'il s'agit d'un tube à chauffage direct dont le filament comporte un condensateur de fuite à chaque extrémité, le retour de C_2 se fera au même point de masse que celui des deux condensateurs de fuite.

Les caractéristiques du bobinage L et la manœuvre de l'inverseur *Inv.* permettent de mettre en évidence une oscillation dans l'une des bandes 3,5-7 ou 14 MHz, suivant

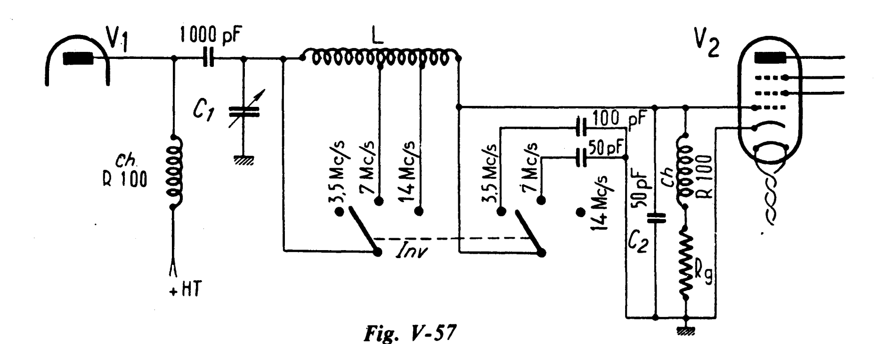


Fig. V-57

la fréquence désirée pour l'excitation grille de l'étage suivant.

Les caractéristiques du bobinage L sont les suivantes : 43 tours de fil 6/10 de mm cuivre émaillé enroulés sur une longueur de 35 mm, sur un mandrin en stéatite d'un diamètre de 25 mm ; prises à la 12[e] et à la 19[e] spire, comptées à partir du côté grille.

Le condensateur C_2 sera placé aussi près que possible de la connexion de grille de commande de V_2.

Dans certains cas, on peut faire C_1 et C_2 variables, ce qui permet, soit une adaptation soignée des impédances, soit la possibilité de dosage de l'excitation appliquée à l'étage suivant.

•

Liaison inter-étages pour transistors

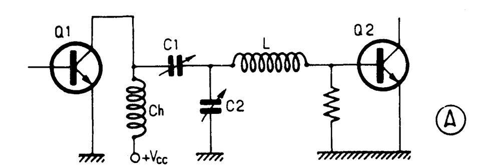
Les liaisons entre étages par circuit en π *à basse impédance* sont également très utilisées dans les émetteurs HF, VHF ou UHF à transistors ; nous en verrons plusieurs applications pratiques au cours de cet ouvrage.

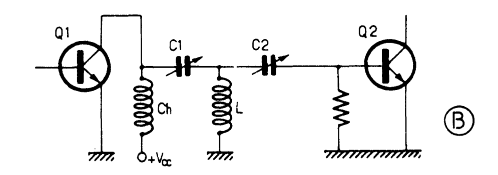
Mais d'autres circuits de liaison sont aussi employés, et la figure V-58 en représente quelques-uns.

En A, nous avons un circuit en T ; la valeur de la bobine L est choisie de façon que sa réactance soit supérieure à la réactance capacitive de l'entrée « base » du transistor Q_2 faisant suite ; les condensateurs variables C_1 et C_2 réalisent, par diviseur capacitif, l'adaptation des impédances entre collecteur de Q_1 et base de Q_2.

En B, nous avons un réseau en T de liaison, d'ailleurs beaucoup plus conventionnel que le précédent ; la bobine L et le second condensateur sont choisis, comme précédemment, de façon à obtenir une réactance supérieure à la capacitance base-émetteur de Q_2.

Avec le montage C, on peut éliminer la bobine d'arrêt *Ch* des montages précédents, bobine difficile à réaliser lorsque l'intensité de collecteur de Q_1 est importante. L'ali-





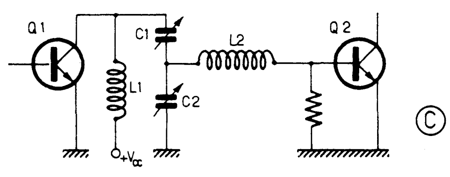


Fig. V-58

mentation est appliquée par l'intermédiaire d'une bobine L_1 *accordée* à la résonance sur la fréquence de fonctionnement par C_1 et C_2 en série ; au point médian de ces condensateurs, nous avons la bobine L_2 assurant la liaison à la base de Q_2 (accord série).

Tous ces montages permettent, par leur réglage, de doser l'excitation HF transmise à l'étage suivant, et de réaliser des adaptations d'impédance très correctes (impédances dont on n'oubliera pas que les valeurs se situent entre quelques dizaines d'ohms et quelques ohms seulement).

Couplage électromagnétique

Il s'agit ici d'un couplage par liaison inductive, appelé aussi couplage unitaire (fig. V-59).

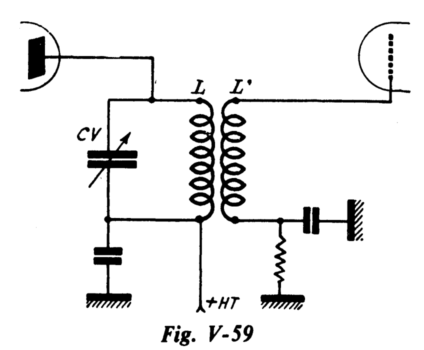


Fig. V-59

La bobine du circuit plaque est couplée inductivement à celle du circuit grille. La bobine grille L' comporte un nombre de spires qu'il convient de déterminer expérimentalement. Même remarque pour le couplage entre L et L'.

Seule, la bobine plaque est accordée ; sinon, la transmission d'énergie H.F. n'est pas bonne et, de plus, des réactions entre étages risquent de se produire.

Ce procédé de liaison convient bien sans changement à une gamme étendue de fréquences ; mais sa mise au point, délicate, doit être faite avec minutie.

Dans un cas particulier, on fait L' comportant le même nombre de spires que L ; de plus, ces deux enroulements sont bobinés ensemble (spires entrelacées). Du fait de l'induction mutuelle élevée entre L et L', ces deux bobinages sont alors amenés à la résonance par le seul condensateur variable CV.

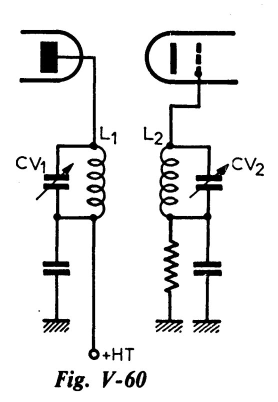


Fig. V-60

Un procédé dérivé du précédent est le couplage électromagnétique par « filtre de bande » (fig. V-60). Mais ici, nous avons deux circuits accordés L_1 CV_1 et L_2 CV_2 bien distincts... et les enroulements L_1 L_2 ne sont plus bobinés ensemble. Au contraire, le couplage entre L_1 et L_2 doit être déterminé avec soin pour l'obtention de l'effet de « filtre de bande » (courbe de transmission dont la partie supérieure est aplatie). Dans ce cas également, il n'y a pas de retouche à apporter aux réglages des circuits pour une variation assez importante de la fréquence du signal à transmettre.

Couplage par ligne. Link-coupling

Ce n'est qu'un cas particulier du couplage électromagnétique, mais qui présente d'énormes avantages. Le transfert d'énergie s'effectue dans les meilleures conditions possibles ; les pertes sont moindres ; la puissance appliquée au circuit grille du tube excité est presque égale à celle qui est fournie par la lampe précédente (dans le cas du couplage maximum).

Il est, en effet, bien rare de constater qu'un émetteur rebelle à un bon fonctionnement, du fait qu'il n'est pas assez excité, ne donne pas toute satisfaction si l'on monte l'excitation par ligne.

Le seul inconvénient du procédé (si l'on peut dire !) est qu'il exige deux circuits

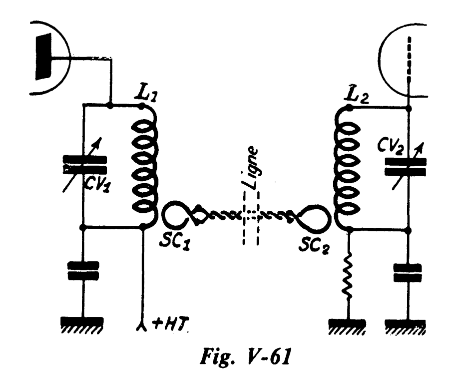


Fig. V-61

accordés, l'un dans la plaque et l'autre dans la grille (fig. V-61).

La liaison est réalisée par deux bobines de couplage SC_1 et SC_2, qui comportent chacune un ou deux tours de gros fil de cuivre rigide 20 à 30/10 de mm. Ces bobines de couplage ont un diamètre légèrement supérieur à celui des bobinages des C.O. de plaque et de grille, et sont couplées au « côté froid » de ces derniers, c'est-à-dire au côté + H.T. pour le C.O. plaque et au côté masse ou — polarisation pour le C.O. grille (fig. V-62). Avec des étages symétriques, le point « froid » des bobines se trouve confondu avec le point milieu (voir, par exemple, fig. V-38).

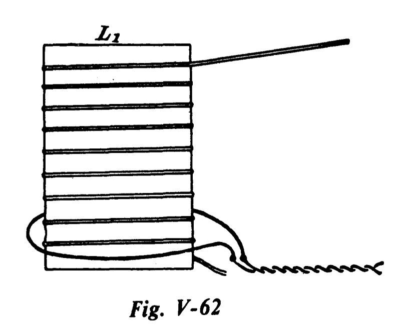


Fig. V-62

En plaçant les boucles de transfert SC_1 et SC_2 concentriquement aux dernières spires froides des bobines des C.O. et en reliant ces deux boucles par une ligne à basse impédance (fils torsadés), on obtient régulièrement une excitation énergique. Si elle est trop vigoureuse, on peut, d'ailleurs, découpler légèrement une des boucles.

Mais n'oublions pas que l'excitation généreuse est une des bases d'un bon rendement H.F.

L'impédance d'une ligne de couplage varie entre 30 et 150 Ω, suivant le diamètre des conducteurs et leur écartement. On peut utiliser du fil souple cuivre lumière, ou du câble torsadé de descente d'antenne double, ou, ce qui est mieux encore, torsader deux fils de cuivre isolés au polythène (isolant synthétique remarquable au point de vue H.F.).

La liaison par ligne s'impose dès qu'il s'agit d'apporter des « watts » d'excitation à un étage ; mais elle est toujours recommandée, même dans les émetteurs à faible puissance.

Pour terminer, mentionnons les principaux avantages de ce mode de couplage :

1° Grande souplesse du réglage de l'excitation ;

2° Suppression des prises variables de couplage sur les bobines des C.O. ;

3° Séparation possible entre étages d'un émetteur jusqu'à des distances de l'ordre du mètre ;

4° Liaison à basse impédance permettant de faire passer la ligne n'importe où ;

5° Très faible amortissement des circuits accordés ;

6° Auto-adaptation de l'impédance entre circuits de plaque et de grille ;

7° Neutrodynage aisé (si besoin est) de l'étage excité, du fait de la réduction du couplage capacitif (la liaison se faisant par les côtés froids des bobines) ;

8° Suppression des bobines d'arrêt, du fait de l'alimentation série des C.O. ;

9° Sur les fréquences très élevées : réduction des effets dus aux capacités internes des tubes dans le fameux rapport L/C, les circuits plaque et grille étant entièrement séparés.

Disons enfin que le couplage par ligne est très employé et recommandé également à la sortie de l'émetteur, pour le transfert de l'énergie H.F. du C.O. plaque de l'amplificateur final au circuit d'antenne. Il donne

une réduction très efficace du rayonnement des harmoniques, réduction due à la présence d'un circuit accordé supplémentaire et exempt de tout couplage capacitif. Nous aurons, d'ailleurs, l'occasion de revenir sur tous les modes de couplage par ligne des « aériens », au chapitre XIII consacré aux antennes.

Amplificateurs à montage inversé ou à couplage par la cathode.

Ce n'est pas un couplage spécial que nous allons voir maintenant, mais simplement une variante du couplage électromagnétique.

Ce couplage inductif par la cathode est mis en œuvre dans les amplificateurs dits à montage inversé, amplificateurs dans lesquels la grille, au lieu d'être excitée, est reliée à un potentiel H.F. nul (masse), tandis que l'excitation est appliquée entre cathode et masse (1).

En voulant étudier quelque peu ce mode de couplage par la cathode, nous croyons indispensable de dire, en même temps, quelques mots sur les amplificateurs H.F. à montage inversé.

Deux réalisations pratiques sont possibles : nous les donnons respectivement sur les figures V-63 et 64. Mentionnons rapidement les principaux avantages de ce couplage par la cathode :

1° Facilité et stabilité des réglages, même à 100 MHz ;

2° Puissance de sortie accrue pour un tube donné ;

3° Neutrodynage non nécessaire, même avec une triode comme amplificatrice, et sur ultra-haute fréquence.

Nous allons nous étendre davantage sur ce dernier point. Comme on peut le voir sur l'une quelconque des figures V-63 ou 64, dans un amplificateur à montage inversé, la seule réaction possible du circuit de sortie sur le circuit d'entrée s'effectue par la capacité interne plaque cathode du tube, si toutes les précautions extérieures ont été pri-

(1) C'est R.C.A. qui est le promoteur de cette technique.

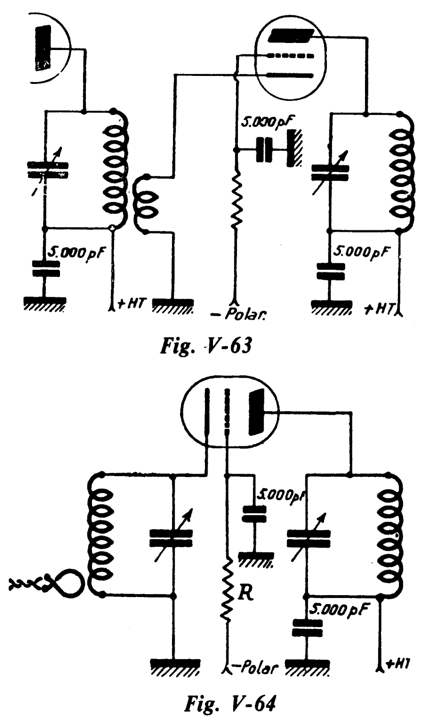


Fig. V-63

Fig. V-64

ses. On se souvient que, dans un amplificateur normal, cette réaction s'opère par la capacité grille plaque. Mais précisément, dans les triodes amplificatrices H.F. courantes, la capacité anode-cathode est toujours très faible, d'où faible réaction des circuits plaque et cathode ; par suite, le neutrodynage se révèle inutile.

La grille étant connectée à un potentiel H.F. nul, tient le rôle d'un véritable écran électrostatique (comme G_2 dans une tétrode ou une pentode).

Commercialement, il existe certains tubes spécialement construits pour l'équipement de tels amplificateurs ; ils ont une faible capacité anode-cathode et une très faible inductance de sortie grille (tubes spéciaux pour U.H.F.). Pratiquement, sur les fréquences couramment exploitées par les amateurs, tous les principaux types de lampes se prêtent admirablement à ce montage.

En utilisant des pentodes, le risque d'accrochage disparaît complètement. Plus

même : avec ce montage, on peut utiliser des lampes B.F. courantes pour l'amplification des fréquences jusqu'à 60 MHz ; tandis qu'avec l'excitation grille normale, le fonctionnement en serait impossible.

Dans un amplificateur à montage inversé, la tension d'excitation varie autour de l'axe représentant le potentiel de cathode. Quand la tension instantanée de cathode devient négative, elle produit le même effet que si la grille devenait positive. Par conséquent, la tension alternative de cathode est en phase avec la tension alternative de plaque.

L'accroissement de la puissance utile de sortie est de l'ordre de 15 à 18 %. Il n'est pas dû au tube lui-même, mais est fourni par l'excitation. La puissance habituelle d'excitation grille, pour un tube donné, sera donc augmentée de la même quantité (15 à 18 %) dans le cas de l'excitation par la cathode.

Des montages correspondants, avec transistors, sont évidemment possibles et sont couramment mis en œuvre sur les émetteurs à semi-conducteurs. Il s'agit du montage amplificateur à base commune (ou base à potentiel HF nul) avec entrée HF sur l'émetteur et sortie sur le collecteur, dont la figure V-65 nous montre un exemple.

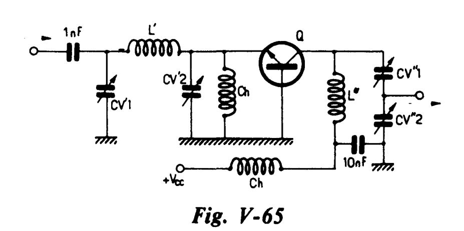


Fig. V-65

On remarquera également le filtre en π de liaison pour l'application de l'excitation HF sur l'émetteur, circuit réalisant l'adaptation à très basse impédance et atténuant fortement la transmission des fréquences harmoniques.

Nous aurons d'ailleurs l'occasion de rencontrer plusieurs applications pratiques de tous ces montages au cours de cet ouvrage.

CHAPITRE VI

ALIMENTATIONS

Les montages d'alimentation pour récepteurs ou émetteurs ne diffèrent que par les valeurs de la tension et du débit redressés. Les schémas de principe sont presque tous identiques ; seuls, les organes sont de dimensions plus importantes dans le cas de l'alimentation d'un émetteur.

Evidemment, dès que l'on aborde la construction des redresseurs donnant une tension de 1 000 volts ou plus, le prix des accessoires monte en flèche ! De grandes précautions dans les bobinages (transformateurs) et dans les diélectriques (condensateurs) doivent être prises, vu la tension de travail. D'autre part, ces organes ne sont pas fabriqués en très grande série. Autant de points qui accroissent le prix de revient. Cependant, nous verrons certains montages astucieux et économiques qui permettent de résoudre élégamment la question.

§ 1. — Alimentations pour récepteurs

Nous débuterons naturellement par l'alimentation la plus simple (fig. VI-1), alimentation convenant pour un récepteur, à lampes, par exemple.

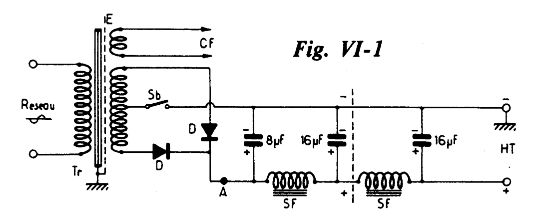


Fig. VI-1

L'enroulement C.F., chauffage filaments, est dimensionné suivant la tension et l'intensité exigées par les tubes équipant le récepteur.

Le redressement est effectué par deux diodes D du type BY127 ou 227, par exemple.

Le transformateur Tr. est muni d'un écran électrostatique E, séparant le primaire des autres enroulements, écran relié aux tôles du noyau et à la masse. Nous représentons cet écran uniquement sur cette première figure ; car, en général, presque tous les transformateurs du commerce en possèdent un.

Au sujet du chauffage des filaments de l'appareil à alimenter, précisons que si ledit appareil est un récepteur, on fait le câblage généralement avec un seul fil, le rôle du second fil étant tenu par le châssis ou les connexions de masse. En d'autres termes, l'enroulement CF a une de ses extrémités reliée à la masse.

Mais, si l'ensemble de la figure VI-1, par exemple, est destiné à alimenter un amplificateur B.F. *à gain élevé,* il est préférable, pour éviter les ronflements, de réaliser une ligne de chauffage équilibrée, c'est-à-dire à deux fils. Dans ce cas l'enroulement CF est connecté à la masse par son *point milieu ;* s'il n'en comporte pas, il est facile de faire un point milieu artificiel, à l'aide de deux résistances d'une trentaine d'ohms environ (voir fig. VI-2).

Ce redresseur (fig. VI-1) est suivi de deux cellules de filtrage en π ; mais on n'utilise

parfois qu'une cellule (supprimer alors la partie située à droite du pointillé).

La valeur de la H.T. redressée et filtrée dépend de la tension appliquée aux anodes des diodes.

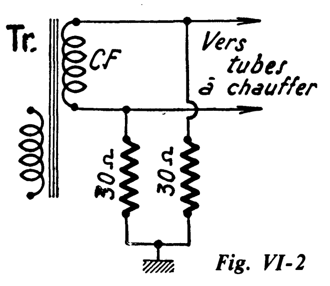


Fig. VI-2

Profitons de l'occasion pour préciser un point particulier : lorsqu'on dit qu'un transformateur donne 2 × 250 V, par exemple, on sous-entend : 250 *volts efficaces*. Mais en réalité, le transformateur fournit une tension de $V_{eff} \times \sqrt{2}$, soit 250 × 1,414, c'est-à-dire 350 V environ. Cette tension est dite tension maximum (ou tension instantanée de pointe), et c'est elle que les condensateurs de filtrage ont à supporter, ne l'oublions pas, principalement pour la capacité placée en tête de filtre.

Enfin, S_b est l'interrupteur dit « standing-by », qui permet la coupure et la mise en route immédiates du récepteur (trafic amateur), les filaments restant toujours sous tension. Cet interrupteur peut être intercalé aussi au point (A) *avant le filtre.*

•

Dans le cas de l'alimentation d'un récepteur à transistors à partir du secteur, c'est évidemment un redresseur délivrant une tension assez basse (généralement, 9 ou 12 V) qu'il convient de réaliser. En outre, cette tension sera avantageusement régulée par un dispositif stabilisateur quelconque, dispositif dont l'examen sera fait au paragraphe 6 du présent chapitre.

Indiquons que le schéma d'une alimentation stabilisée 12 V pour récepteur a déjà fait l'objet de la figure IV-62 ; de plus, nous verrons d'autres montages au paragraphe 7 du présent chapitre.

§ 2. — Redressement par diodes au silicium

Les diodes au silicium employées comme redresseuses, remplacent les valves à vide dans la construction électronique moderne.

Il est évidemment anormal de dépenser de l'énergie pour chauffer le filament d'une valve lorsqu'on a à sa disposition des éléments redresseurs sans filament. C'est ainsi qu'une valve telle que la GZ 32 souvent employée autrefois, nécessitait une puissance de chauffage de 10 watts (5 V, 2 A).

En utilisant les modernes diodes de puissance au silicium, on gagne sur le volume général de l'appareil et la température à l'intérieur du coffret diminue de 20 à 25 %.

En fait, les montages redresseurs à valves (à vide ou à vapeur de mercure) sont identiques du point de vue schéma aux montages avec diodes redresseuses au silicium. Ce qui veut dire que tout montage à valve pourra voir ce dernier organe remplacé par une ou plusieurs diodes au silicium. Disons simplement que certaines précautions sont à observer pour l'utilisation correcte de ces diodes.

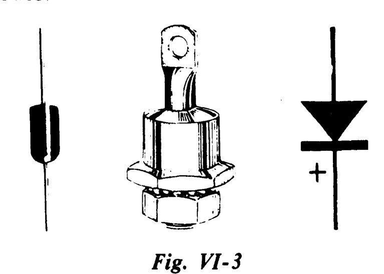


Fig. VI-3

La figure VI-3 montre les aspects d'une diode redresseuse : à gauche, diode de petite ou moyenne puissance ; au centre, diode de forte puissance ; à droite, représentation schématique.

Comme pour tout redresseur, une caractéristique importante est la tension de crête

inverse. Rappelons qu'il s'agit de la tension maximum qui peut être appliquée dans le sens de non-conductibilité. Cette tension existe à l'instant où la tension alternative d'entrée est opposée à la tension aux bornes du filtre, c'est-à-dire pendant l'alternance négative de la tension d'entrée.

La tension inverse à laquelle sera soumis le redresseur se calcule par rapport à la tension alternative efficace appliquée ; en gros, pratiquement, on la considère comme égale à 3 fois la tension efficace... ce qui donne en même temps une petite marge de sécurité.

Lorsqu'on veut réaliser un montage avec des diodes au silicium, il importe de calculer cette tension inverse de crête. En effet, il nous faudra obligatoirement utiliser une diode pouvant supporter au moins cette tension inverse, sinon une tension supérieure pour avoir une marge de sécurité.

Les condensateurs à l'entrée du filtre ne doivent généralement pas dépasser 100 μF.

Lorsqu'on monte plusieurs diodes au silicium en série, il est recommandé de les shunter par des résistances de forte valeur (de façon à équilibrer les diverses tensions inverses présentes). Ceci est représenté sur la figure VI-4.

Il faut également prévoir un fusible et une résistance de protection R_p de 4 à 10 Ω (au moins) en série ; la résistance interne des redresseurs dans le sens de la conduction étant très faible, un court-circuit dans l'appareil serait néfaste.

Pour le montage pratique, rechercher un emplacement où la température est la plus basse possible ; au besoin, monter les diodes au silicium sur une plaque métallique auxiliaire (laiton ou aluminium) facilitant le refroidissement.

Eventuellement, prévoir un dispositif de filtrage avec bobine à fer « en tête » ; la tension continue de sortie est peut-être plus faible, mais plus stable en fonction de l'intensité consommée.

§ 3 — Alimentations pour émetteurs

Dans un émetteur, dans certains cas spéciaux, et en prenant quelques précautions, on peut réaliser une alimentation haute tension commune à divers étages (sauf pour le pilote V.F.O. qui doit toujours être alimenté séparément).

Dans le cas de l'alimentation d'un modulateur demandant, par exemple, 600 V sous 200 mA — ou d'un amplificateur H.F. de puissance demandant 1 250 V sous 100 mA — le problème est plus complexe.

On peut mettre en œuvre un redresseur monté suivant la figure VI-5. La valeur de la haute tension redressée et filtrée dépend toujours, évidemment, de la tension délivrée par le secondaire du transformateur.

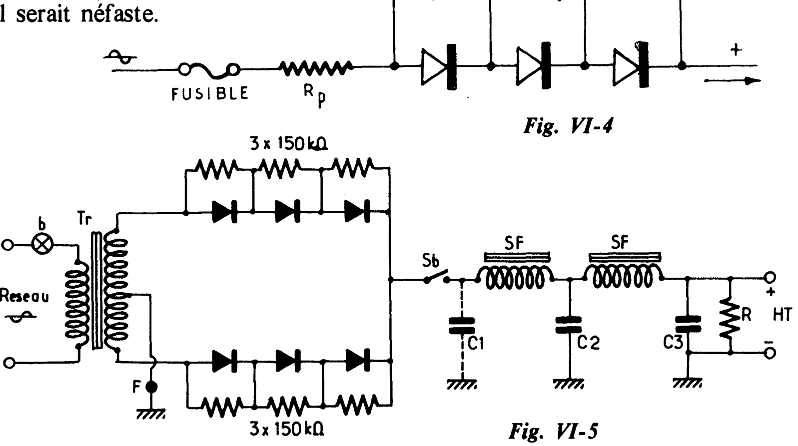


Fig. VI-4

Fig. VI-5

Le type des diodes dépend non seulement de l'intensité redressée demandée, mais aussi de la tension inverse de crête comme nous l'avons précédemment expliqué.

S_b est l'interrupteur « standing-by » permettant l'arrêt et l'enclenchement instantanés de la H.T. sur l'émetteur (ou l'étage de l'émetteur considéré). Cet interrupteur peut également être placé en F.

Remarquons que le transformateur Tr. ne comportant pas d'enroulement pour l'alimentation « chauffage » de certains tubes de l'émetteur, on peut aussi purement et simplement couper le réseau sur le primaire (interrupteur intercalé en b).

R est la résistance de saignée (ou bleeder) de 10 000 ohms environ (grosse dissipation), destinée à réguler sensiblement la tension.

Dans certains cas, on peut supprimer le condensateur C_1 (en pointillés) ; la composante alternative résiduelle est un peu plus importante, mais les diodes bénéficient d'une protection non négligeable et la régulation de la tension de sortie est meilleure.

Nous reviendrons, d'ailleurs, plus loin sur cette question. Disons tout de suite, cependant, qu'un filtre est dit à capacité d'entrée lorsque C_1 existe, et à bobine d'entrée lorsque C_1 est supprimé.

Notons pour terminer qu'il y a toujours intérêt à placer une petite ampoule fusible au point F dans un montage redresseur.

La consommation de cette ampoule étant choisie convenablement, on réalise ainsi un fusible efficace, d'une mise en œuvre simple et économique, et qui prévient des « coups durs » par la sécurité qu'il offre.

On peut prendre également la même précaution sur des condensateurs dont on n'est pas sûr de la qualité d'isolement du diélectrique, en intercalant une petite ampoule (de 0,1 ou 0,2 ampère, suivant la capacité) dans la connexion masse, par exemple (fig. VI-6). Si le condensateur claque, le filament de l'ampoule est volatilisé, mais aucun court-circuit ne se produit : diodes et transformateurs sont protégés.

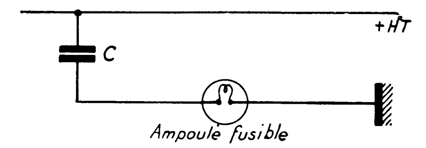


Fig. VI-6

Ajoutons aussi l'existence de certains types de transformateurs d'alimentation du commerce présentant un secondaire HT à prises permettant diverses combinaisons de tension ou d'utilisation.

*
* *

Note concernant la tension fournie par un montage redresseur

Tout montage redresseur est suivi d'un dispositif de filtrage (voir § 4 suivant). Ce dispositif provoque inévitablement une chute de tension dans la bobine de filtre, chute de tension qui dépend de l'intensité consommée et de la résistance propre de ladite bobine en courant continu. Mais ce n'est pas tout... Il y a aussi une chute de tension dans les enroulements du transformateur, et il y en a une autre dans la résistance interne de l'organe redresseur proprement dit.

Toutes ces chutes de tension ajoutées les unes aux autres atteignent une valeur qui dépend de l'intensité qui sera demandée à l'ensemble redresseur et filtre, et il faut savoir en tenir compte lors de l'établissement de ces montages.

La chute de tension U_F dans la bobine de filtrage est certainement la plus importante et elle est facile à calculer par simple application de la loi d'Ohm :

$$U_F = R \times I$$

R étant la valeur de la résistance ohmique (résistance en courant continu) de la bobine de filtrage (en ohms), et I, l'intensité consommée par l'utilisation (en ampères).

Outre tout cela, la tension redressée n'est pas égale à la tension alternative appliquée ; elle dépend aussi de l'importance de la capacité du condensateur d'entrée. De plus, il s'agit de **tension moyenne** pour le courant redressé avant filtrage et de **tension efficace** pour le courant alternatif appliqué :

$E_{moy.} = E_{eff.} \times 0,45$ pour redressement monoalternance ;

$E_{moy.} = E_{eff.} \times 0,9$ pour redressement bialternance.

En résumé, on voit que les résistances internes propres du transformateur et de l'organe redresseur, la résistance ohmique du filtre, l'intensité consommée par l'utilisation, la valeur du condensateur d'entrée de filtre, sont autant d'éléments dont dépend la valeur de la tension continue filtrée propre à l'utilisation par rapport à la tension efficace soumise au redressement.

*
* *

Régulation

Une caractéristique importante d'une alimentation HT destinée à un émetteur est sa **régulation,** c'est-à-dire la relative stabilité de la valeur de la tension de sortie (après filtrage) par rapport à l'intensité consommée. Il est normal que la tension baisse lorsque l'intensité augmente ; mais cette baisse de tension doit être aussi faible que possible.

Cette réduction de la tension de sortie est due aux chutes de tension qui augmentent dans les enroulements du transformateur, dans la bobine de filtre et dans les redresseurs (résistance interne). Plus cette baisse de tension sera faible lorsque l'intensité augmente, meilleure sera la régulation.

L'amélioration de la régulation peut être obtenue en respectant les points suivants :

— utilisation de transformateurs et de bobines de filtrage largement dimensionnés ;

— suppression du condensateur **d'entrée** du filtre HT ;

— réduction de la valeur de la résistance-bleeder (il faut moins de 100 Ω par volt ; et plus faible sera cette résistance, meilleure sera la régulation) ;

— utilisation de redresseurs à faible résistance interne (les valves à gaz ou les redresseurs au silicium sont préférables aux valves à vide) ;

— augmentation de la capacité du condensateur de **sortie** du filtre HT.

*
* *

Redresseurs pour polarisation

Les redresseurs pour polarisation (tensions négatives par rapport à la masse) sont souvent nécessaires dans les émetteurs pour la polarisation des étages de puissance BF (modulateur), pour la polarisation des amplificateurs linéaires classe B/HF (B.L.U.), pour la manipulation par tension de blocage, etc.

Deux montages types sont représentés sur la figure VI-7. Généralement, un simple

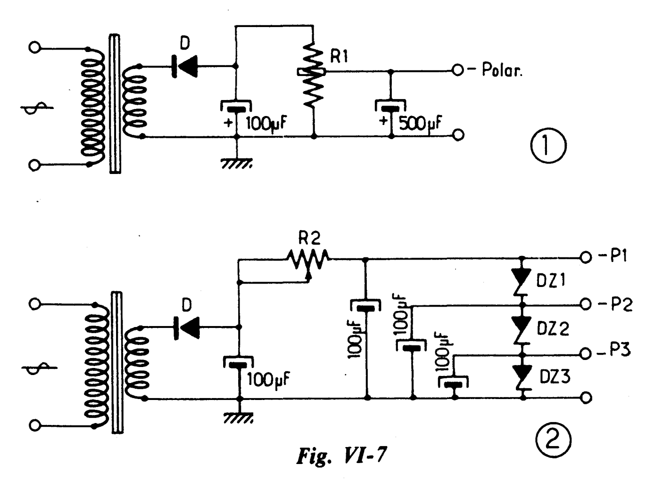


Fig. VI-7

redressement monoalternance suffit ; mais on peut tout aussi bien adopter le redressement double alternance. Comme organe redresseur, une diode D du type BY127 peut convenir. Naturellement, les caractéristiques du secondaire du transformateur et des résistances dépendent essentiellement de la tension (ou des tensions) de polarisation à obtenir.

Dans le montage (1), la tension de polarisation — *Polar* s'ajuste exactement à la valeur requise par déplacement du collier de la résistance bobinée R_1. Si plusieurs tensions de polarisation sont nécessaires, il suffit de prévoir autant de colliers ajustables sur R_1.

Une autre solution réside dans l'emploi d'une ou de plusieurs diodes zener en shunt sur la sortie, ce qui offre l'avantage de déterminer une polarisation parfaitement stable (schéma 2). Bien entendu, la diode zener choisie doit avoir une tension de zener égale à la tension de polarisation à obtenir. Lorsque plusieurs tensions de polarisation sont nécessaires, il suffit de monter plusieurs diodes zener en série, comme cela est montré sur le schéma 2. La tension $-P_3$ est égale à la tension de zener de DZ_3 ; la tension $-P_2$ est égale aux tensions de zener de $DZ_3 + DZ_2$; enfin, la tension extrême $-P_1$ est égale aux tensions de zener de $DZ_3 + D_2 + DZ_1$.

Naturellement, la résistance R_2 doit être ajustée pour l'obtention de l'intensité normale devant traverser la ou les diodes zener.

Ces schémas ne sont que des exemples, d'ailleurs facilement modifiables selon le montage ou les nécessités de l'émetteur.

§ 4. — Filtrage

Il faut d'abord bien fixer les idées en rappelant qu'un condensateur d'une capacité donnée emmagasine 4 fois plus d'énergie sous 1 500 volts que sous 750 volts, par exemple, comme l'indique la formule classique d'électrostatique :

$$Q = C E^2$$

On en conclut immédiatement que, pour obtenir le même effet de filtrage sur 1 500 volts que sur 750 volts, un condensateur d'une capacité quatre fois moindre sera généralement convenable. Mais, plus l'impédance sur laquelle est appelé à débiter le filtre est faible (c'est-à-dire plus le débit exigé de l'ensemble redresseur et filtre est élevé), plus les capacités doivent être fortes.

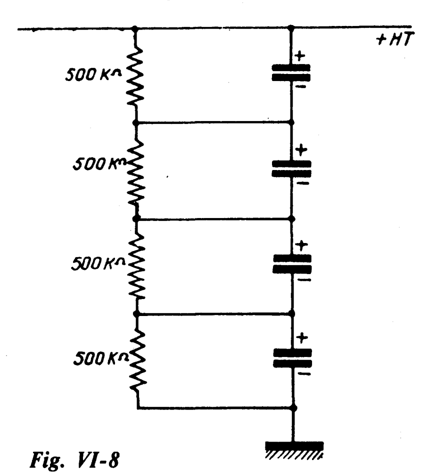


Fig. VI-8

Des condensateurs de filtrage économiques pour très haute tension peuvent être réalisés en montant en série plusieurs condensateurs devant servir sous tension réduite. Ainsi, sur la figure VI-8, nous utilisons quatre condensateurs électrochimiques de 8 μF, tension de service 450 volts, montés en série. Ils conviendront donc pour supporter une tension de 1 800 volts (admettons 1 500 volts, si l'on veut une marge de sécurité). La capacité résultante de l'ensemble est de 2 μF. C'est malgré tout un condensateur économique, si l'on compare son prix de revient à celui d'un condensateur de 2 μF 1 800 V. La seule précaution à prendre, dans cette réalisation, est de shunter chaque élément par une résistance de 500 000 ohms, qui assure une répartition uniforme de la tension aux bornes de chaque condensateur.

Notons enfin qu'il est toujours recommandé de placer entre le redresseur et le premier condensateur du filtre une *bobine à fer,* lorsqu'on utilise des diodes redresseuses au silicium. Cette bobine tend à limiter le courant traversant les redresseuses. En

effet, dans les valves à vide (kénotrons), les pointes de courant redressé sont limitées, tronquées par le courant de saturation. Dans une valve à vapeur de mercure (phanotrons) ou dans une diode au silicium, il n'en est rien, et le courant peut atteindre des valeurs exagérées et dangereuses. Avec un filtre à bobine d'entrée, on obtient, d'autre part, une bien meilleure régulation de la tension et la préservation du premier condensateur de filtrage contre les pointes du courant ondulé à filtrer.

§ 5. — Quelques montages de redresseurs H.T.

Outre les deux montages classiques vus précédemment, figures VI-1 et VI-5, nous allons examiner maintenant un autre montage redresseur très intéressant ; c'est le redresseur en pont (ou « bridge-rectifier ») représenté sur la figure VI-9.

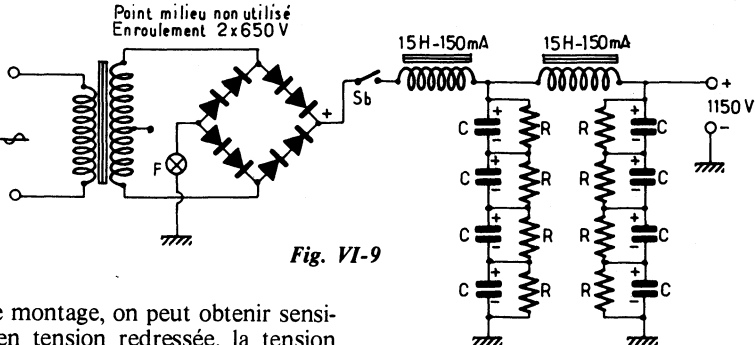


Fig. VI-9

Avec ce montage, on peut obtenir sensiblement, en tension redressée, la tension totale disponible entre les extrémités du secondaire H.T. du transformateur (point milieu non utilisé). Prenons un exemple : un transformateur prévu pour deux fois 500 volts, 150 mA, peut donner, avec ce système de montage, environ 1 000 volts redressés sous 100 milliampères.

Le bridge-rectifier de la figure VI-9 est équipé d'un transformateur donnant deux fois 650 volts. A la sortie du filtre, composé de condensateurs électrochimiques ordinaires C de 8 μF 450 V, nous disposons de 1 150 volts sous 250 mA. Chaque capacité est shuntée, selon la précaution mentionnée plus haut, par une résistance de 100 000 à 500 000 ohms.

Chaque branche du pont comporte deux diodes type BY127. Pour la clarté du dessin, nous ne l'avons pas représenté, mais il va sans dire que chaque diode est shuntée par une résistance de l'ordre de 150 kΩ.

En F, on peut intercaler une petite ampoule fusible de sécurité.

Enfin, le tableau de la figure VI-10 donne quelques exemples types de montages redresseurs et les résultats que l'on peut en attendre.

Nous avons :
Ealt. = tension efficace (en volts) ;

Ialt. = intensité efficace (en milliampères) correspondant à la consommation Iht maximum indiquée ;

Iht = intensité « haute tension » continue (en milliampères) ; valeur **maximum** susceptible d'être consommée par l'utilisation ;

Eht = haute tension redressée et filtrée (en volts) ; valeur approximative obtenue pour la moitié de la valeur maximum donnée pour Iht.

Précisons bien que toutes les valeurs de E et I sont approximatives et ne sont indiquées que pour donner une idée. En effet, rappelons notamment que la tension continue propre à être utilisée dépend d'un grand nombre de facteurs par rapport à la tension alternative appliquée (voir note au cours du § 3 précédent).

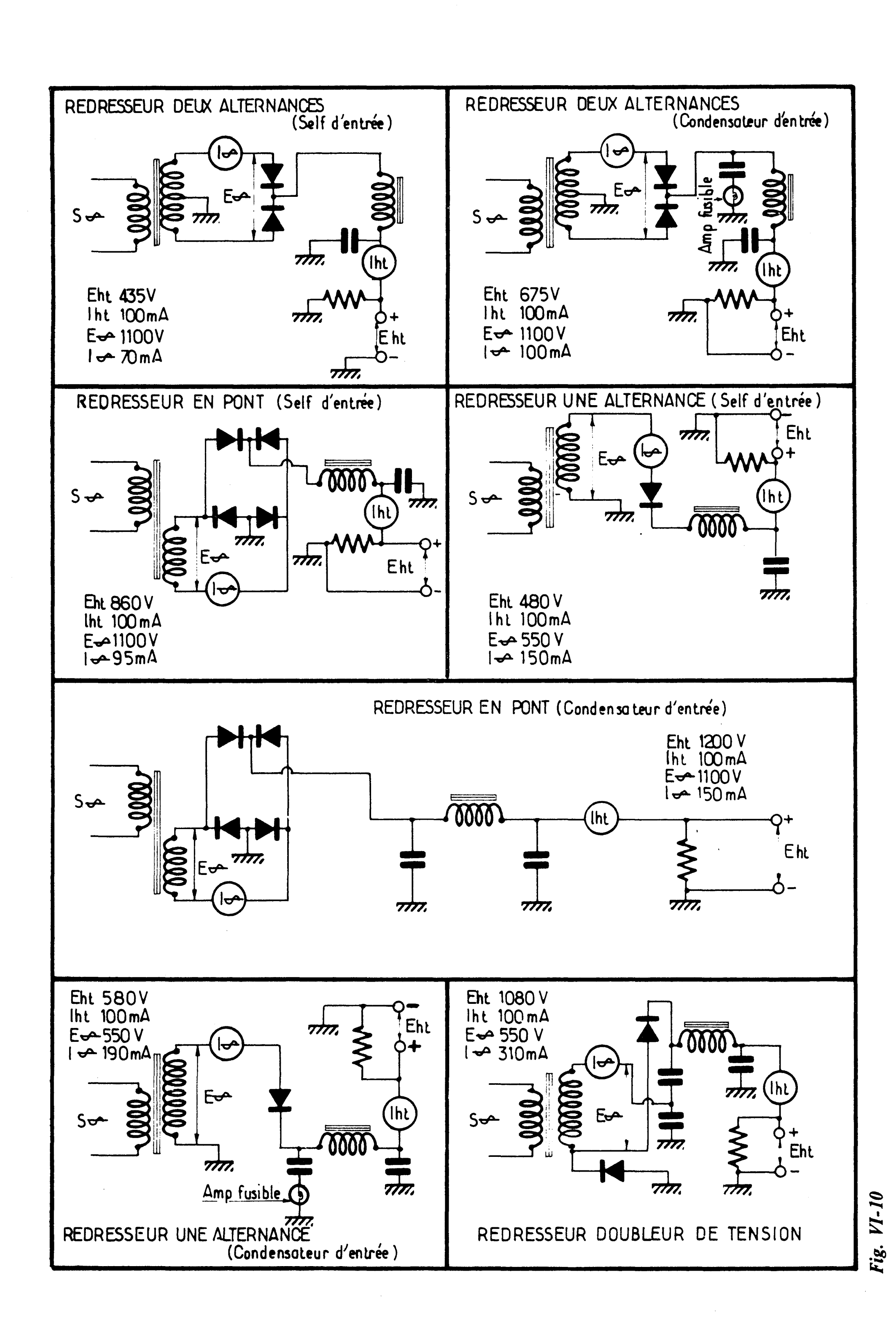

REDRESSEUR DEUX ALTERNANCES
(Self d'entrée)
S~
E~
I~
Iht
Eht 435V
Iht 100mA
E~ 1100V
I~ 70mA
+
Eht
-
REDRESSEUR DEUX ALTERNANCES
(Condensateur d'entrée)
S~
E~
I~
Amp fusible
Iht
Eht 675V
Iht 100mA
E~ 1100V
I~ 100mA
+
Eht
-
REDRESSEUR EN PONT (Self d'entrée)
S~
E~
I~
Iht
+
Eht
-
Eht 860V
Iht 100mA
E~ 1100V
I~ 95mA
REDRESSEUR UNE ALTERNANCE (Self d'entrée)
S~
E~
I~
Eht
+
Iht
Eht 480V
Iht 100mA
E~ 550V
I~ 150mA
REDRESSEUR EN PONT (Condensateur d'entrée)
Eht 1200V
Iht 100mA
E~ 1100V
I~ 150mA
S~
E~
I~
Iht
+
Eht
-
Eht 580V
Iht 100mA
E~ 550V
I~ 190mA
-
Eht
+
S~
E~
I~
Iht
Amp fusible
REDRESSEUR UNE ALTERNANCE
(Condensateur d'entrée)
Eht 1080V
Iht 100mA
E~ 550V
I~ 310mA
S~
E~
I~
Iht
+
Eht
-
REDRESSEUR DOUBLEUR DE TENSION

Fig. VI-10

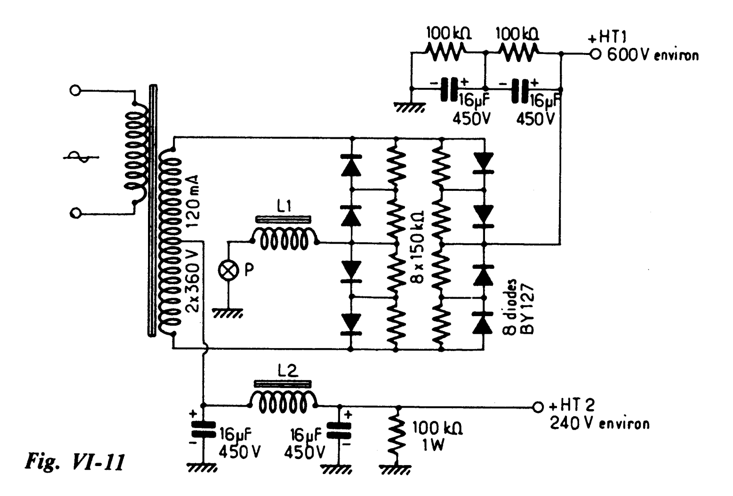


Fig. VI-11

Utilisant le principe du pont redresseur, nous donnons maintenant le schéma d'une alimentation *économique* pour• émetteur : figure VI-11.

En effet, les débutants dans l'émission d'amateur ont constaté maintes fois, lors de l'établissement de leur budget, que la section « alimentation H.T. » est l'une des plus coûteuses, notamment du point de vue *transformateur.*

L'alimentation H.T. proposée dans les lignes qui suivent est économique puisque ne comportant que du matériel courant absolument standard.

Deux sorties haute tension ont été prévues :

a) La première (HT_1) convient pour l'alimentation de l'étage de puissance P.A.-H.F. de l'émetteur ; elle délivre une tension de l'ordre de 600 volts pour une charge consommant 90 à 100 mA.

b) La seconde (HT_2) convient pour l'alimentation des étages intermédiaires de l'émetteur ou pour l'écran du tube P.A. ; elle délivre une tension de l'ordre de 240 volts pour une charge consommant environ 30 mA.

Le transformateur est d'un modèle très répandu (secondaire 2 × 360 V_{eff} ; 120 mA).

Le filtrage de la sortie HT_1 comporte deux condensateurs électrochimiques ordinaires de 16 μF/450 V connectés en série et shuntés par des résistances de 100 kΩ-3 W carbone. Par ailleurs, L_1 est une bobine de filtrage à fer de 10 henrys, 120 mA, 200 Ω environ.

Sur la sortie HT_2, nous avons L_2, bobine de filtrage à fer type 50 mA, 250 à 350 Ω (pas critique). La résistance de 100 kΩ 1 W est simplement une résistance de décharge des condensateurs.

Sur la sortie HT_1, les deux résistances de 100 kΩ 3 W tiennent aussi le même rôle ; mais de plus, elles servent à équilibrer les tensions aux bornes de chaque condensateur en série. Bien entendu, selon le fonctionnement de l'étage P.A.-H.F. à alimenter, il pourra être nécessaire de prévoir une résistance-shunt de régulation, connectée entre + HT_2 et masse (résistance-bleeder bobinée de 40 kΩ 20 W, par exemple).

Avec le filtrage préconisé sur la figure, la tension alternative résiduelle est de l'ordre de 0,4 % pour HT_2, et de moins de 3 % pour HT_1. Ce qui est très acceptable pour les courants débités.

Enfin, si l'on désire avoir la possibilité de couper la haute tension et de la ré-enclencher instantanément, précisons qu'il suffit d'intercaler un simple interrupteur au point P, dans le retour de la bobine L_1 à la masse.

§ 6. — Stabilisation des alimentations

1° Stabilisation par tube à gaz

L'utilisation correcte de tubes régulateurs à gaz peut rendre de précieux services aux amateurs, qu'il s'agisse de postes émetteurs (régulation d'une tension donnée à partir d'un secteur instable, stabilisation de la haute tension d'alimentation d'un étage pilote, stabilisation d'une polarisation), ou qu'il s'agisse de postes récepteurs (stabilisation des tensions d'alimentation du tube oscillateur). Mentionnons aussi leur emploi fréquent dans les appareils de mesure.

L'effet de régulation repose sur la propriété que possède un tube au néon, par exemple, de maintenir entre ses bornes, lorsqu'il est amorcé, une différence de potentiel pratiquement constante pour des variations très sensibles du courant qui le traverse.

Un tube régulateur de tension est essentiellement composé d'une ampoule avec son culot, dans laquelle règne une atmosphère gazeuse, de quelques centimètres de mercure de pression. Dans l'axe de l'ampoule sont les deux électrodes cylindriques concentriques : l'électrode centrale est utilisée comme anode (donc, à relier au point de potentiel le plus positif). Les caractéristiques d'un tube régulateur sont déterminées par la nature et la pression de l'atmosphère gazeuse de l'ampoule, les dimensions des électrodes et la distance qui les sépare.

L'effet de régulation obtenu est vraiment appréciable, en regard de la simplicité du montage (ce dernier est donné sur la fig. VI-12); en fait, on réduit en moyenne de 90 % les variations de tension.

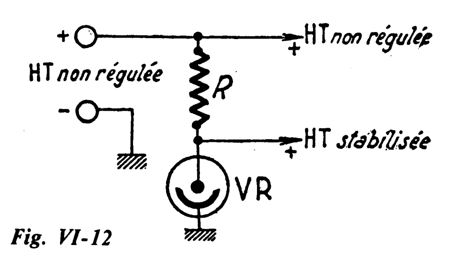


Fig. VI-12

Le tube régulateur VR est monté avec une résistance série R aux bornes de la H.T. ; cette dernière devra être plus élevée que la tension d'amorçage du tube. La tension d'amorçage (ou d'allumage) est ordinairement de 30 % supérieure à la tension de régulation qui, elle, est prise aux bornes du tube VR. Ainsi, pour le tube américain VR90-30 qui régule 90 V à ses bornes, la tension d'amorçage est de 115 à 120 V ; pour le VR150-30, prévu pour une tension stabilisée de 150 V, la tension d'allumage est de 190 à 195 V. Mais cela varie souvent d'un tube à l'autre dans un même type.

La résistance R doit être telle que, pour la valeur de la H.T. non régulée, le courant traversant le tube soit celui qui est indiqué par le constructeur ; sinon, il y a risque de détérioration du tube. Par exemple, dans les tubes VR105-30, VR75-30, etc., ce courant est de 30 mA. Il convient, d'ailleurs, de signaler, en passant, que dans les tubes régulateurs américains, le premier chiffre qui suit les lettres VR (voltage regulator) indique la tension régulée (en volts); le second chiffre, le courant devant traverser le tube (en milliampères) pour une intensité *normale*.

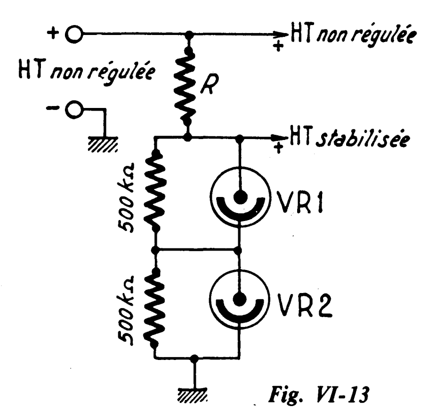


Fig. VI-13

Lorsqu'on désire réguler des tensions élevées, il suffit de monter plusieurs tubes en série (fig. VI-13). Il faut, naturellement, utiliser des régulateurs identiques au point de vue *intensité* les traversant. Les tubes des séries américaines sont intéressants pour cela ; en fait, ils consomment tous, en cou-

rant maximum, 30 mA pour la série miniature et 40 mA pour la série octale. Nous avons vu qu'ils se font en plusieurs tensions (75, 90, 105 et 150 V), ce qui permet de réaliser de nombreuses combinaisons fournissant autant de valeurs de tension régulée.

Si l'amorçage se révèle difficile, il suffit de shunter chaque tube par une résistance de 250 kΩ à 500 kΩ, comme le montre la figure VI-13.

Notons également que l'on peut aussi utiliser la tension stabilisée intermédiaire en se connectant *entre* les deux tubes régulateurs.

Les gaz de remplissage employés dans les régulateurs sont généralement : le néon, l'hélium et l'hélium + vapeur de mercure. (hélium, mercure : lueur violette; néon : lueur rouge orangé).

Enfin, précisons que l'action de régulation des tubes à gaz est absolument instantanée.

Pour la stabilisation des *faibles tensions,* on emploie fréquemment les diodes zener, et c'est ce que nous allons voir maintenant.

•

2° Stabilisation par diode zener

Parmi les semi-conducteurs modernes, on dispose de certains types de diodes à cristal (diodes à jonction *p.n*) avec lesquelles on met plus particulièrement à profit l'effet zener ; pour cela, on les appelle précisément *diodes zener.*

Rappelons brièvement ce qu'est l'effet zener : Dans le sens direct, la diode présente un courant direct élevé ; en même temps, la résistance inverse étant élevée, le courant inverse est négligeable. Au-delà d'une certaine tension inverse caractéristique (ou tension de zener), le courant inverse croît brutalement. La tension aux bornes reste alors indépendante de l'intensité et l'on comprend que l'on soit en présence d'un dispositif régulateur de tension extrêmement simple.

Une utilisation courante est montrée sur la figure VI-14 ; la résistance en série R est calculée compte tenu de la consommation propre de la diode et de la consommation

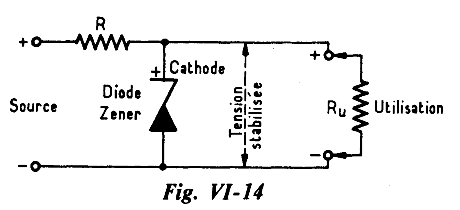


Fig. VI-14

du circuit d'utilisation représenté par R_u. La tension de la source doit donc être nécessairement supérieure à la tension stabilisée requise. Bien entendu, la stabilisation est correcte sous réserve que l'intensité consommée par le circuit d'utilisation ne dépasse pas les possibilités de la diode.

La tension stabilisée est évidemment égale à la tension nominale de référence (ou tension de zener) de la diode.

Selon la régulation à obtenir, il suffit de parcourir un catalogue de diodes zener. On y trouve des diodes dont les tensions nominales de référence (ou tension de zener) vont de 1,4 à 75 V, avec des intensités dépassant parfois 1 A, et pour des puissances de 0,15 W à 75 W. C'est dire le choix possible !

Néanmoins, les diodes zener sont surtout intéressantes pour la stabilisation des tensions faibles (disons inférieures à 15 V).

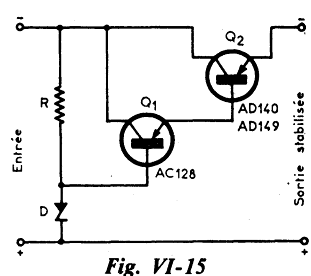


Fig. VI-15

Certes, comme nous venons de le voir, on peut n'utiliser qu'une simple diode zener pour la stabilisation, pourvu que cette diode soit choisie en conséquence. Mais ce procédé ne peut convenir que lorsque l'utilisation demande une consommation relativement faible ; dans les autres cas, on arrive vite à des diodes zener devant présenter une forte intensité. Aussi, préfère-t-on utiliser le montage (restant cependant simple) de la figure VI-15, montage comportant un tran-

sistor Q_2 comme régulateur (ou ballast-série), contrôlé par le transistor Q_1 avec tension de référence fournie par la diode zener D dans laquelle l'intensité reste faible. En effet, cette diode dont le type dépend de la tension stabilisée à obtenir, peut être choisie dans la série 20 mA.

A titre d'exemple, soit une tension d'entrée de 12 V et une tension stabilisée à obtenir de 9 V (cas fréquemment rencontré) ; nous choisirons une diode zener type BZX61/C9V1 avec une résistance R de 240 Ω. Le montage pourra convenir jusqu'à des intensités d'utilisation de deux ampères.

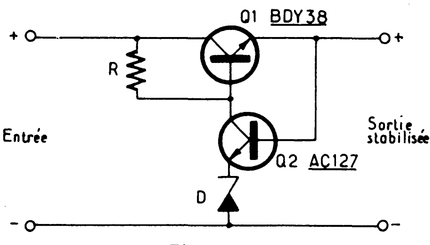


Fig. VI-16

Dans ce montage, c'est la ligne (+) qui est commune ; si l'on désire, au contraire, avoir la ligne (—) commune, le schéma de la figure VI-16 est celui qu'il convient d'adopter. Pour le même exemple que précédemment, nous avons R = 150 Ω et même type de diode zener Z.

D'ailleurs, la tension stabilisée de sortie dépend essentiellement des caractéristiques de cette diode zener qui doit être choisie d'une tension *égale* à la tension de sortie requise (ou d'une tension légèrement *supérieure* de quelques dixièmes de volt).

D'autres montages sont encore possibles permettant des utilisations et des adaptations plus souples ; c'est ce que nous verrons plus loin, avec les montages décrits au paragraphe suivant.

§ 7. — Alimentations stabilisées BT

L'alimentation représentée sur la figure VI-17 délivre, partant du secteur alternatif, une tension stabilisée de 9 V continus pour une intensité maximale de 150 mA. Cela veut dire que ce montage convient parfaitement pour l'alimentation des récepteurs classiques à transistors, pour l'alimentation d'un V.F.O. à transistors, d'un talkie-walkie à transistors utilisé en poste fixe, d'un adaptateur O.C. ou V.H.F. à transistors, etc.

Le transformateur Tr. délivre, au secondaire, une tension de 15 V (enroulement en fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm de diamètre). Le redressement est effectué par quatre diodes au silicium BY114 montées en pont.

A droite du pointillé, nous avons le système de régulation proprement dit. Il comporte essentiellement un transistor Q du type AC128 dont la tension de base est stabilisée par une diode zener OAZ207 ou BZX61/C9V1. La résistance réglable de 2 kΩ permet d'ajuster la tension de sortie en fonction de la consommation de l'appareil à alimenter. Ainsi, même pour de grandes variations de la tension d'entrée, on obtient une tension de sortie parfaitement stable ; en outre, cette tension de sortie reste pratiquement indépendante dans de très larges mesures, de l'intensité consommée par l'utilisation.

Le transistor Q doit être monté sur une plaque d'aluminium auxiliaire formant

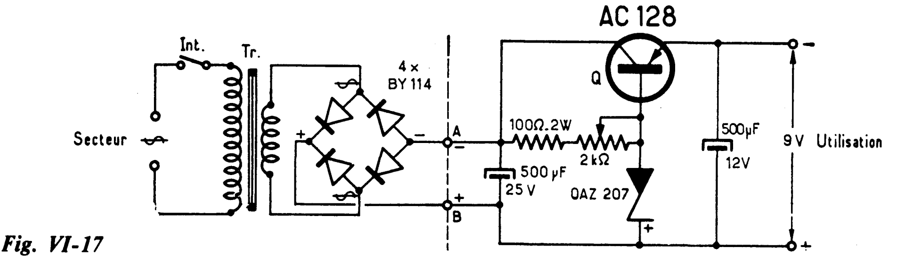


Fig. VI-17

radiateur de chaleur. C'est de ce transistor que dépend l'intensité maximale de sortie. Avec un transistor AC128, nous l'avons dit, nous pouvons atteindre 150 mA ; mais, si nous avons besoin d'un ampère par exemple, le transistor Q sera du type AD140.

Bien entendu, le système de régulation représenté à droite du pointillé peut être utilisé séparément en partant d'une source continue AB absolument quelconque et toute différente du redresseur schématisé.

•

Un autre montage d'alimentation est représenté sur la figure VI-18 ; il s'agit toujours d'une alimentation stabilisée, mais la tension de sortie (selon les besoins) peut s'ajuster sur toute valeur comprise entre 6 et 24 V (débit maximum un ampère). Le transformateur Tr possède un secondaire 25 V eff. 1,5 A et le redressement est effectué par quatre diodes BYZ13 montées en pont. Le transistor Q_4 est l'organe stabilisateur de la tension de sortie ; il est commandé par Q_3, lui-même contrôlé par Q_2 amplificateur du « signal d'erreur », alors que Q_1 constitue le circuit de référence à partir de la diode zener BZY57 ou BZY88/C5V1. L'ajustage de la tension de sortie s'effectue par le réglage du potentiomètre bobiné linéaire de 5 kΩ.

Voyons enfin le montage représenté sur la figure VI-19 ; il peut délivrer une tension stabilisée, ajustable entre 3,5 et 20 V, sous une intensité de 1,5 ampère maximale.

Le transformateur présente un secondaire de 22 V_{eff} environ (1,5 A). Les quatre diodes du pont sont du type BY126 ; mais on peut aussi utiliser un pont redresseur monolithique type B4Y2/140M. La tension redressée aux bornes du condensateur de 3 000 μF est de l'ordre de 26 V.

La valeur de la tension de sortie dépend des conditions de fonctionnement du transistor ballast Q (type 2N 3055) monté avec refroidisseur. Pour la détermination de la tension de sortie et sa stabilisation à sa valeur choisie, le transistor Q est com-

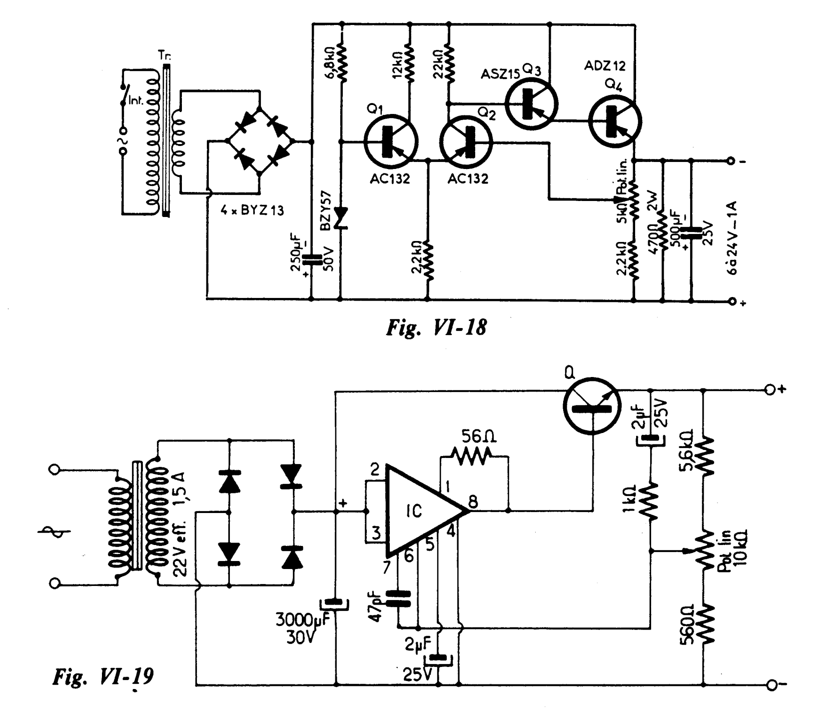


Fig. VI-18

Fig. VI-19

mandé par l'intermédiaire d'un circuit intégré IC (type CA3055 de R.C.A.). La tension de sortie s'ajuste manuellement à la valeur désirée par la manœuvre du potentiomètre linéaire de 10 kΩ. La résistance de 56 Ω connectée entre 1 et 8 du circuit intégré limite l'intensité maximale susceptible d'être délivrée par le montage ; en augmentant la résistance, on diminue la valeur maximale de l'intensité de sortie (et inversement) ; c'est donc une bonne protection en cas de court-circuit dans la charge utilisatrice, par exemple.

●

Pour terminer, signalons qu'un autre montage d'alimentation régulée a précédemment fait l'objet de la figure IV-62, et que d'autres montages seront rencontrés par ailleurs dans cet ouvrage.

CHAPITRE VII

LES CIRCUITS ACCORDÉS DÉTERMINATION DES BOBINAGES BOBINES D'ARRÊT

§ 1. — Les circuits accordés des récepteurs

Avant d'étudier cette partie, le lecteur pourra revoir les généralités exposées aux paragraphes 1, 2 et 3 du chapitre IV.

Calcul des bobinages

Nous verrons, tout d'abord, la formule de Nagaoka applicable aux bobines cylindriques à une seule couche :

$$L\mu H = \frac{0{,}0395\ a^2\ n^2\ K}{b}$$

dans laquelle :

a = rayon de l'enroulement en cm ;

b = longueur de l'enroulement en cm ;
n = nombre de tours ;

enfin, K est un facteur fonction du rapport 2 a/b dont nous indiquons quelques valeurs usuelles ci-dessous :

2 *a/b*	K	2 *a/b*	K	2 *a/b*	K
0,1	0,96	0,6	0,79	1,5	0,60
0,2	0,92	0,7	0,76	2	0,52
0,3	0,88	0,8	0,73	2,5	0,47
0,4	0,85	0,9	0,71	3	0,43
0,5	0,82	1	0,69	4	0,36

S'il s'agit de bobines « plates », genre « fond de panier », on peut appliquer la formule simplifiée suivante :

$$L\mu H = 0{,}02\ N^2R$$

dans laquelle :

N = nombre de spires ;

R = rayon de l'enroulement en cm.

Pour les bobinages « nids d'abeilles », c'est la formule suivante qui convient :

$$L\mu H = \frac{0{,}315\ N^2R^2}{6R + 9e + 10\,l}$$

dans laquelle :

N = nombre de spires ;

R = rayon moyen de l'enroulement ;

e = épaisseur de l'enroulement ;

l = largeur de l'enroulement.

Indiquons, enfin, la *formule générale* due aux professeurs de l'Université d'Illinois : MM. Morgan Brooks et H.M. Turner. Cette formule s'applique à tous les bobinages de formes les plus diverses (une couche, nid d'abeilles, fond de panier, enroulement massé, bobinage jointif ou écarté, etc.), et donne la valeur du coefficient de self-induction avec une erreur voisine de 2 à 5 % seu-

lement. C'est dire l'intérêt pratique de cette formule ; la voici :

$$L = 4\pi^2 \frac{a^2\, n^2}{b + c + R}\, F' . F''$$

formule dans laquelle on a :

a = rayon moyen $\frac{R + r}{2}$;

R = rayon extérieur de l'enroulement ;

r = rayon intérieur de l'enroulement ;

n = nombre total de tours de l'enroulement ;

b = longueur de la bobine (s'il s'agit d'une bobine de 1 tour, b est égal au diamètre du fil) ;

c = épaisseur de l'enroulement ; (s'il s'agit d'une bobine à une seule couche, c = diamètre du fil).

Les facteurs F' et F'' sont donnés par les relations :

$$F' = \frac{10\,b + 12\,c + 2\,R}{10\,b + 10\,c + 1{,}4\,R}$$

$$F'' = 0{,}5 \log. \left(100 + \frac{14\,R}{2\,b + 3\,c}\right)$$

Le coefficient de self-induction L est exprimé en *centimètres* (1 000 centimètres = 1 μH), toutes les dimensions étant évaluées en centimètres. Personnellement, nous employons toujours cette formule, et les mesures pratiques confirment le calcul avec une très bonne précision.

Dans toutes ces formules, en se donnant les autres valeurs, il est naturellement possible de tirer le nombre de tours pour obtenir la self-induction donnée, facteur intéressant l'amateur tout particulièrement.

Il est bon de rappeler ici l'influence d'un blindage sur un bobinage. Considérons une bobine ayant un coefficient de self-induction L, une résistance H.F. de valeur R et un coefficient de surtension Q. Si cette bobine est enfermée dans un blindage, R et la capacité propre de l'enroulement augmentent. Quant à la valeur de L, elle augmente s'il s'agit d'un blindage magnétique et diminue s'il s'agit d'un blindage non magnétique. Ces modifications de caractéristiques sont d'autant plus prononcées que le blindage est près de la bobine.

Avec un blindage en cuivre de 2 mm d'épaisseur, dont la distance par rapport à la bobine est égale au moins au diamètre de ladite bobine, il est possible de maintenir sensiblement constant le coefficient de surtension (avec ou sans blindage) ; dans des conditions différentes, Q diminue rapidement.

Nous passerons maintenant à l'influence des noyaux magnétiques en fer pulvérisé. Deux points sont à retenir par l'amateur :

1° Pour un coefficient d'induction donné, une bobine à noyau de ferrite comporte moins de tours ; d'une manière générale, l'encombrement est réduit ;

2° Le coefficient de surtension Q est plus élevé, puisqu'il faut moins de fil (R diminue) et parce que le flux de fuites décroît.

La détermination du nombre de tours d'un bobinage pour tel ou tel circuit devant s'accorder sur telle fréquence, est une question primordiale et qui, fort souvent, plonge l'amateur dans l'embarras.

Les courbes que nous publions maintenant apportent encore un complément d'information (1).

Voyons, tout d'abord, la figure VII-1. Ce graphique convient pour les bobinages à spires rangées et à une seule couche. Le mandrin à utiliser dans tous les cas, est le mandrin standard de 10 mm de diamètre *avec noyau de ferrite.*

Sur l'axe horizontal, nous avons les fréquences en mégahertz sur lesquelles on veut obtenir l'accord. Les courbes sont tracées pour des condensateurs de 10, 20, 30, 40, 50, 100, 200 et 300 pF. Sur l'axe horizontal, on lit, suivant le cas, le nombre de tours à bobiner.

On remarquera que de 8 à 80 tours, il s'agit d'un enroulement à spires jointives ; pour moins de 8 tours, l'écartement entre spires est égal au diamètre du fil (soit 7/10 de mm).

(1) Wireless World ; vol. LIX ; no 1 ; Lorin Knight.

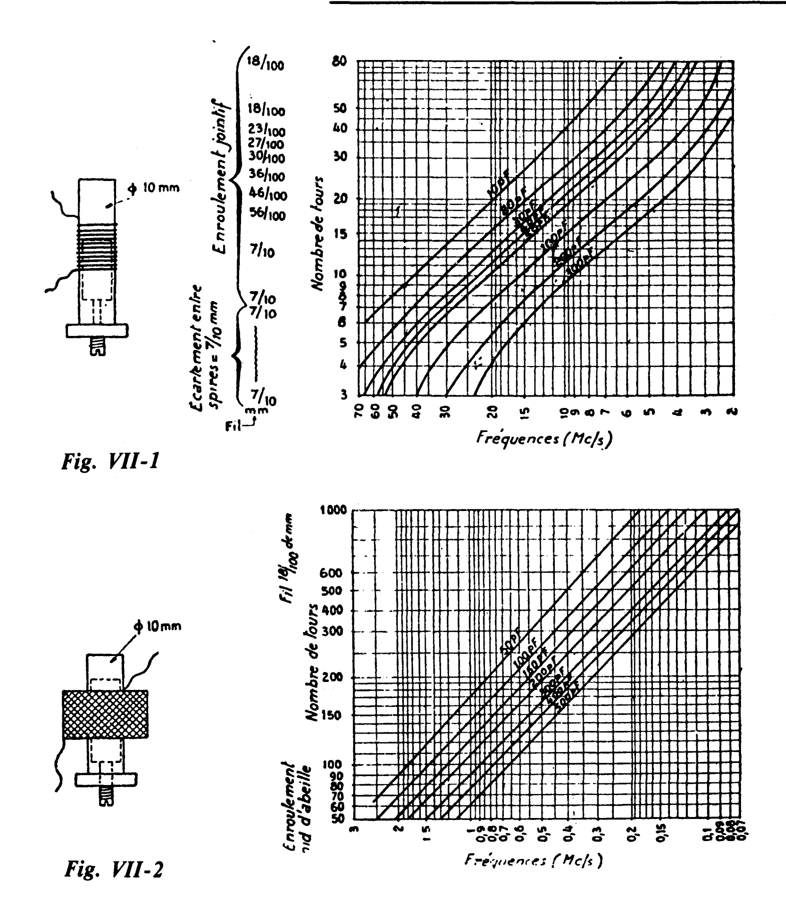


Fig. VII-1

Fig. VII-2

Pour les enroulements à spires jointives, selon le nombre de tours à exécuter, le diamètre du fil varie ; ce dernier est également mentionné sur la figure. Il est possible d'utiliser, soit du fil émaillé, soit du fil isolé par deux couches de soie.

Passons à la figure VII-2 ; ce graphique se rapporte aux bobinages en nids d'abeille (enroulement duo-latéral). Comme précédemment, les courbes ont été établies pour un mandrin standard de 10 mm de diamètre avec noyau de ferrite. Ces courbes sont tracées pour des capacités de 50, 100, 150, 200, 300, 400 et 500 pF.

Dans tous les cas, le fil à utiliser est du 18/100 de mm de diamètre sous deux couches de soie.

Pour moins de 150 tours, le bobinage a une largeur de 6 mm ; pour plus de 150 tours, il a une largeur de 9,5 mm.

Naturellement, quelques petites erreurs peuvent se glisser quant à la fréquence de résonance au moment de la réalisation du bobinage (capacités réparties diverses) et de son montage (capacités parasites de câblage). Ces erreurs peuvent être de plus en plus importantes au fur et à mesure que croît la fréquence de résonance. De toutes façons, le réglage du noyau de ferrite permet de compenser aisément ces erreurs.

Pour le calcul de la self-induction d'un bobinage, il faut reconnaître qu'il n'existe *aucune formule rigoureusement exacte.* Toutes les formules que nous avons données

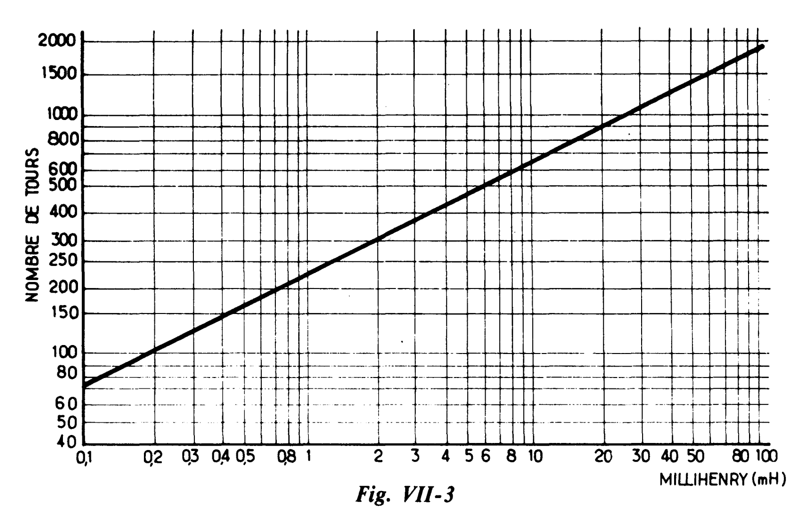


Fig. VII-3

précédemment sont des formules *empiriques*, cependant suffisamment exactes dans la pratique. Si l'on désire déterminer le coefficient de self-induction d'une manière *précise*, il n'y a guère que la *mesure*.

Complétons notre documentation par la publication du diagramme de la figure VII-3 ; ce diagramme est surtout utile pour la fabrication des bobines importantes et permet d'en déterminer le nombre de tours par rapport au coefficient de self-induction à obtenir. L'enroulement s'exécute sur un tube de carton de 25 mm de diamètre (sans noyau) et entre deux joues de carton distantes également de 25 mm. On utilise du fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm bobiné à spires jointives et **en couches successives.**

Bien entendu, on pourra toujours employer un mandrin de diamètre différent et modifier le nombre de tours en conséquence (inversement proportionnel). Pour des mandrins de plus petit diamètre, on pourra aussi éventuellement prévoir un noyau de ferrite réglable ; il faudra alors diminuer en conséquence le nombre de tours déterminé par l'abaque (selon l'importance de la qualité du noyau). De toutes façons, redisons-le encore, les résultats obtenus, soit par les formules, soit par les abaques, bien que suffisants en pratique, ne peuvent être qu'approximatifs ; quelques retouches quant au nombre de tours sont généralement nécessaires lors de la mise au point. Dans ce but, il est toujours conseillé de bobiner un peu plus de tours, étant donné qu'il est plus facile d'en ôter que d'en ajouter.

Remarques

1° En ce qui concerne les bobinages oscillateurs d'un récepteur changeur de fréquence, on les fait fonctionner, de préférence, sur la fréquence la plus faible (1). En d'autres termes, on a :

$$MF = Fi - Fl$$

MF, valeur de la moyenne fréquence ;

F*i*, valeur de la fréquence incidente ;

F*l*, valeur de la fréquence oscillatrice locale.

2° La réalisation complète d'un bloc de bobinages n'est pas très difficile ; elle exige simplement un peu de patience et quelques appareils de mesure (hétérodyne modulée et outputmeter, par exemple). On se reportera avec intérêt, pour la mise au point des bobinages, au chapitre IV, § 8, problème de l'alignement.

D'autre part, il existe actuellement dans le commerce des blocs de bobinages avec étage haute fréquence accordé (2) et toutes

(1) Notons que cette façon de faire n'est pas obligatoire ; on peut avoir aussi : MF = F*l* — F*i*.

(2) Se méfier des blocs avec étage H.F. apériodique !

bandes alignables ; nous les recommandons aux amateurs peu expérimentés.

Blocs de bobinages réalisables par l'amateur

Les blocs de bobinages sont toujours la grosse question pour l'amateur. Aussi bien, certains ont-ils tourné la difficulté de manière fort originale. Voici une réalisation remarquée par l'auteur et que nous suggérons :

Utiliser un *rotacteur* (construit pour les récepteurs de télévision). L'amateur réalise les bobinages d'après les indications que nous avons déjà données, ou que nous donnons encore plus loin, selon les bandes de fréquences à couvrir, la valeur MF adoptée, la capacité des condensateurs variables employés, etc. Les bobinages sont placés sur les barrettes à grains de contact du rotacteur. L'ensemble est alors monté *contre* les cages du condensateur variable pour encliquetage direct des bobines correspondant à la gamme désirée par la manœuvre du rotacteur.

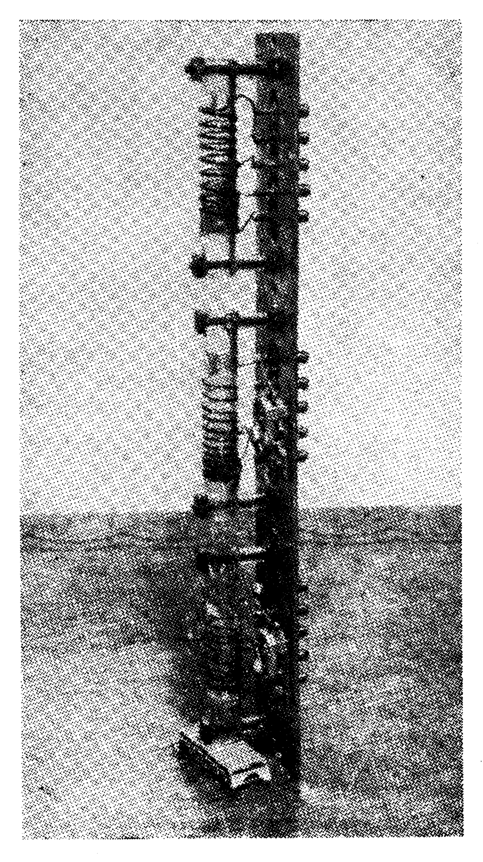


Fig. VII-4

La figure VII-4 montre d'ailleurs la barrette de bobinages H.F., mélangeur et oscillateur (pour CV de 3 × 30 à 35 pF) utilisée pour la bande 10 m. D'autre part, sur la figure VII-5, nous voyons l'installation du rotacteur (à 6 gammes) sur le châssis d'un récepteur de trafic.

Qu'il s'agisse de blocs commerciaux ou de bobinages amateurs « home-made », il reste le problème du cadran. Pour lui, deux solutions :

a) soit le simple démultiplicateur gradué avec alidade (National, Stockly, etc.) ;

b) soit le cadran à grand développement et trotteuse permettant le repérage facile (Wireless).

Les excellentes fabrications commerciales ne manquent pas ; néanmoins, veiller à choisir un entraînement avec grande démultiplication et sans jeu.

Nous donnons, ci-dessous, les caractéristiques de fabrication de bobinages pouvant convenir pour la réalisation d'un bloc à rotacteur conforme aux figures VII-4 et 5 (ou avec tout autre rotacteur pouvant être de construction légèrement différente), ou même, plus ordinairement, avec un contacteur à galettes. Ces bobinages sont donnés pour des connexions électriques des étages H.F., C.F. et Osc. conformes au montage de la figure VII-8, pour les bandes « amateurs » uniquement et pour une valeur MF. de 455 kHz. (Nous verrons ensuite avec M.F. de 1 600 kHz.)

Le condensateur variable comporte 3 cases jumelées de 100 pF, ou *moins,* si on désire un plus grand étalement ; par exemple : 3 × 50 pF ou 3 × 20 pF.

Nous avons :

L_1 = bobine de couplage d'antenne ;

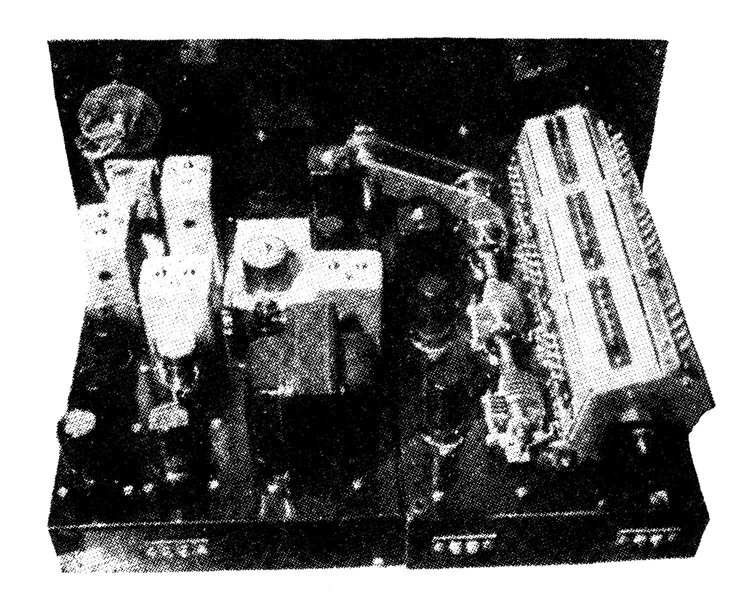


Fig. VII-5

L_2 = bobine de grille de l'étage H.F. ;

L_3 = bobine de couplage plaque H.F. ;

L_4 = bobine de grille de l'étage convertisseur ;

L_5 = bobine d'entretien de l'oscillateur ;

L_6 = bobine accordée de l'oscillateur (pas de condensateur-padding en série avec la base du bobinage).

Tous les mandrins ont un diamètre de 10 mm avec noyau magnétique réglable.

Les bobines L_2, L_4 et L_6 de chaque bande comporte un condensateur ajustable à air de 3/30 pF en parallèle.

Le mode d'enroulement est celui représenté sur la figure VII-6 donné à titre d'exemple pour l'étage H.F. ; en d'autres termes, chaque bobinage est enroulé dans le même sens, avec côtés « froids » voisins.

D'autre part, nous avons :

Fil A = cuivre 15/100 de mm sous soie ;

Fil B = cuivre 30/100 de mm émaillé ;

Fil C = cuivre 60/100 de mm émaillé.

Bande 80 m : $L_1 = L_3$ = 15 tours jointifs fil A ; $L_2 = L_4$ = 46 tours jointifs fil B ; L_6 = 50 tours jointifs fil B ; L_5 = 30 tours jointifs fil A.

Bande 40 m : $L_1 = L_3$ = 10 tours jointifs fil A ; $L_2 = L_4$ = 25 tours jointifs fil B ; L_6 = 28 tours jointifs fil B ; L_5 = 15 tours jointifs fil A.

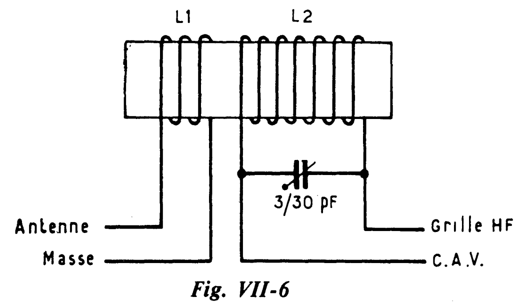


Fig. VII-6

Bande 20 m : $L_1 = L_3$ = 5 tours jointifs fil A ; $L_2 = L_4$ = 15 tours fil C, espacement entre spires de 0,5 mm ; L_6 = 17 tours fil C, espacement entre spires de 0,5 mm ; L_5 = 10 tours jointifs fil A.

Bande 15 m : $L_1 = L_3 = 3$ tours jointifs fil A ; $L_2 = L_4 = 12$ tours fil C, espacement entre spires de 0,5 mm ; $L_6 = 14$ tours fil C, espacement entre spires de 0,5 mm ; $L_5 = 8$ tours jointifs fil A.

Bande 10 m : $L_1 = L_3 = 3$ tours jointifs fil A ; $L_2 = L_4 = 6$ tours fil C espacement entre spires de 0,5 mm ; $L_6 = 7$ tours fil C, espacement entre spires de 0,5 mm ; $L_5 = 6$ tours jointifs fil A.

Pour M.F. de 1 600 kHz, modifier les bobines oscillatrices L_6 seulement, comme suit :

80 m : $L_6 = 58$ tours ;

40 m : $L_6 = 34$ tours.

Pour les bandes 20, 15 et 10 m, la différence de fréquence nécessaire peut s'obtenir simplement par les réglages des trimmers à air et des noyaux en réalisant les bobinages L_6 comme nous l'avons indiqué pour M.F. de 455 kHz.

Pour toutes les constructions de blocs de bobinages par l'amateur, ne pas omettre de prévoir des blindages entre les étages : écrans de séparation entre les bobinages d'un étage par rapport à l'étage voisin. Réaliser un point de masse unique par étage ; effectuer des connexions aussi courtes que possible entre le bloc de bobinages proprement dit, le condensateur variable et les lampes.

Il est également recommandé, pour éviter les absorptions parasites, de court-circuiter les bobinages des gammes de fréquences inférieures non utilisés (tout au moins leur circuit accordé). Ceci est particulièrement facile à réaliser si l'on adopte la commutation par galettes ; en effet, il existe des galettes spécialement conçues dans ce but.

A titre d'exemple, la figure VII-7 donne quelques détails de fabrication d'un bloc réalisé sur un commutateur rotatif à galettes et utilisant les bobinages précédemment décrits

On se munit de galettes *en stéatite* conformes aux modèles représentés (galettes-sections stéatite type HC (« Jeanrenaud »). Les galettes, 1, 2, 4, 5, 7 et 8 effectuent les commutations proprement dites ; les galettes 3, 6 et 9 court-circuitent les bobinages de grilles H.F., mixer et oscillateur non utilisés, *de fréquences inférieures*. C'est ainsi, par exemple, que dans le compartiment H.F., la galette A effectue les commutations des enroulements d'antenne (L_1), et la galette G, les commutations des enroulements de grille du tube amplificateur H.F. (L_2). La galette C effectue le court-circuit des enroulements L_2 de fréquences inférieures non utilisés. Ceci est parfaitement clair sur la partie du dessin représentant deux galettes voisines, l'une de commutation, l'autre de court-circuit. Les deux galettes étant fixées côte à côte, et leurs cosses se correspondant, il est bien évident que les connexions reliant une galette à l'autre sont extrêmement courtes (ce que nous n'avons pas pu faire sur le dessin pour la clarté de la figure).

Mieux même, il existe des galettes de stéatite qui comportent d'un côté les commutations et de l'autre côté les courts-circuits ; dans ce cas, il n'est donc plus nécessaire d'utiliser deux galettes distinctes (même fabrication que précédemment, c'est-à-dire section stéatite type HC de « Jeanrenaud », à un circuit cinq positions, avec mise à la masse des positions non utilisées — référence 1438 chez « Omnitech »). Et naturellement, les sections 3, 6 et 9 disparaissent.

Les diverses galettes sont montées selon la répartition représentée sur la figure ; elles sont maintenues à l'espacement convenable à l'aide de deux tiges filetées munies d'entretoises. En outre, on effectue un cloisonnement à l'aide de quatre plaques d'aluminium afin de former les compartiments H.F., mixer et oscillateur. Une plaque de fond en aluminium joint les trois compartiments, et c'est cette plaque qui est destinée à recevoir les divers bobinages et leurs trimmers respectifs. La figure montre la répartition de ces éléments : bobine pour chaque bande 10 m, 15 m, 20 m, etc. (B_{10}, B_{15}, B_{20}, etc.) et le trimmer correspondant (Tr_{10}, Tr_{15}, Tr_{20}, etc.). Pour la simplification du dessin, nous n'avons représenté cette disposition que pour la case H.F. ; mais il va sans dire

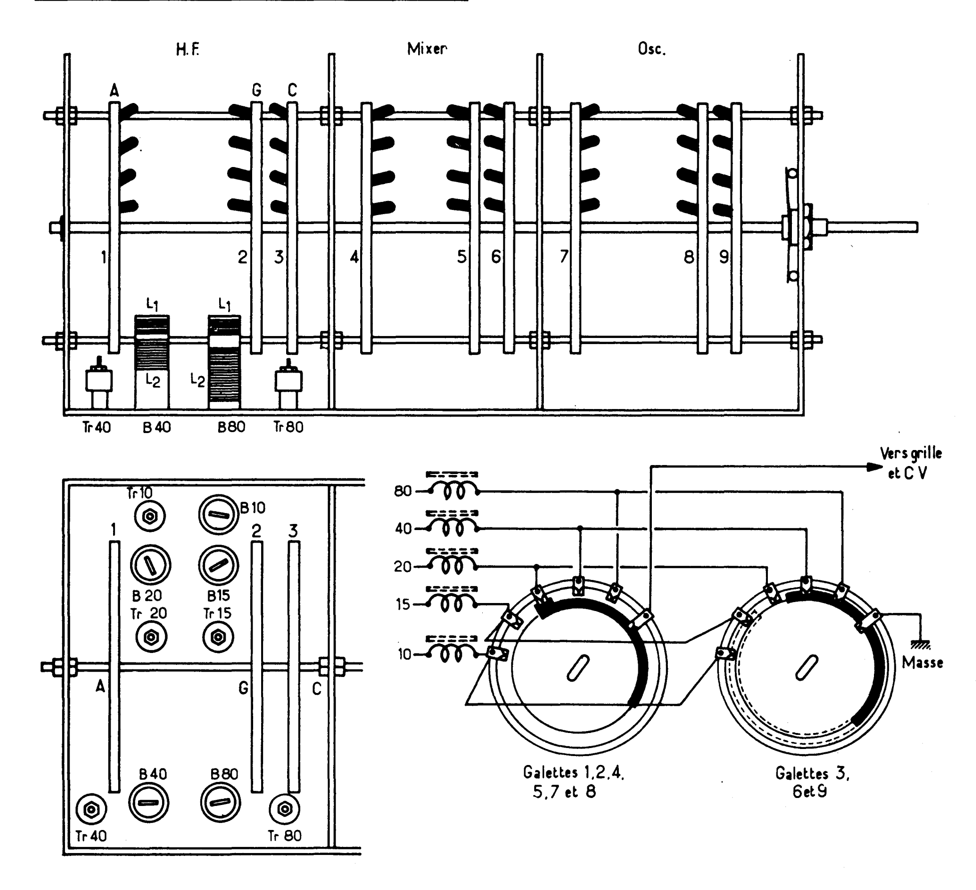


Fig. VII-7

Fig. VII-7. – Le procédé de court-circuit des bobinages non utilisés, indiqué sur cette figure, est valable pour un câblage électrique conforme à celui de la figure VII-8, c'est-à-dire avec application de la CAG en parallèle sur la grille du tube HF. Si la CAG est appliquée en série, c'est-à-dire par la base des bobines de grille HF, il faudrait intercaler un condensateur de 10 nF dans la connexion allant à la masse de la galette de court-circuit correspondante (galette 3).

qu'il en est exactement de même dans les cases « mixer » et « oscillateur ».

Rappelons encore qu'au point de vue connexions électriques, ce bloc de bobinages est absolument conforme au montage de la figure VII-8, et qu'il est possible d'utiliser un groupement de trois condensateurs variables *jumelés* (de la série CTL de « Aréna » de 20 pF chacun, ou de 50 pF chacun, ou encore de 100 pF chacun, selon la *largeur* des bandes de fréquences que l'on désire couvrir, ou au contraire, selon l'*étalement* que l'on veut atteindre.

Effectuer par ailleurs des connexions aussi courtes et directes que possible entre le bloc de bobinages, les condensateurs variables et les lampes. Le point de masse de chaque case du bloc doit être relié directement et séparément à la masse de la case du condensateur variable correspondant

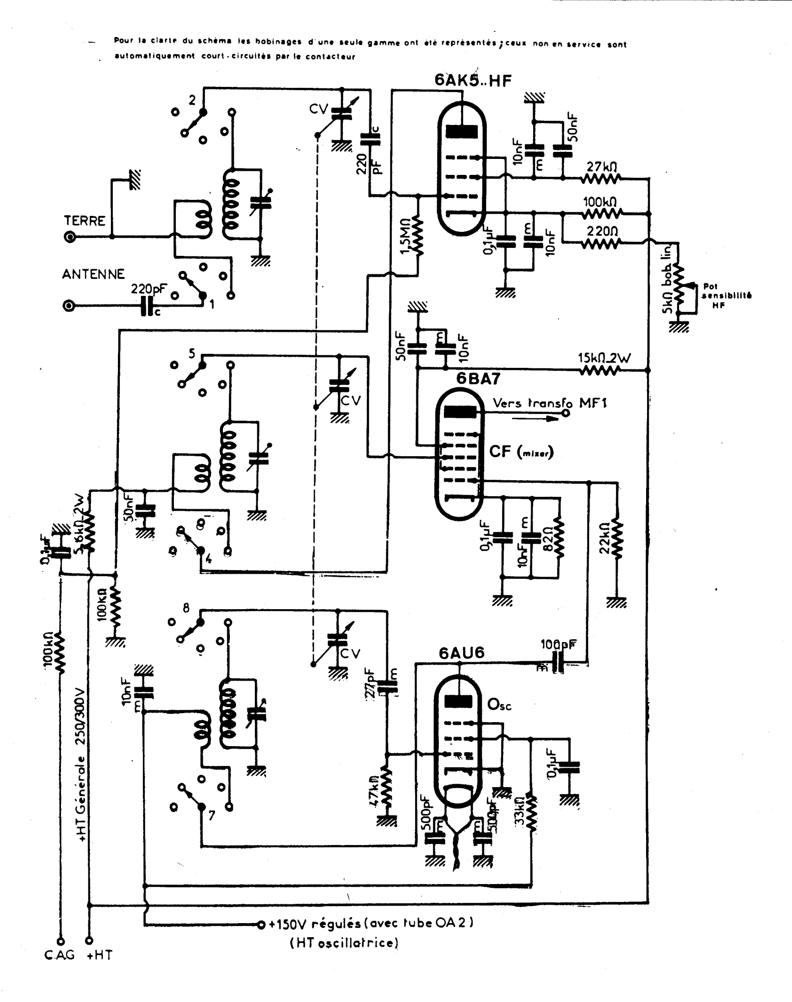


Fig. VII-8

(fourchettes de contact) et au point de masse au châssis près du support de lampe de l'étage considéré.

Le dernier travail, après montage du bloc sur le récepteur proprement dit, consiste évidemment à effectuer un réglage et un alignement corrects de tous les circuits : oscillateur d'abord (mise en place des bandes, calage en fréquences) ; étage mixer ensuite, et enfin étage H.F. (pour l'obtention du signal de sortie maximum). Et ce, pour chaque gamme, en commençant par la bande 10 m. En s'aidant d'un générateur H.F. (hétérodyne) correct et précis, c'est une besogne facile grâce aux noyaux et aux trimmers prévus sur chaque bobinage, surtout vu l'étroitesse des bandes « amateurs » si on se limite à celles-ci (voir « Alignement » § 8 du chapitre IV).

Réalisation des transformateurs MF

Nous ne conseillons guère à l'amateur de réaliser ses transformateurs moyenne fréquence. Pour obtenir une bande passante correcte, il faut un laboratoire bien outillé (voltmètre électronique, oscilloscope, générateur HF), afin d'effectuer tous les contrôles nécessaires à la mise au point (accord, sélectivité, gain, etc.).

D'ailleurs, les jeux de transformateurs standards 455 ou 480 kHz se trouvent facilement dans le commerce à des prix raisonnables.

Toutefois, les transformateurs M.F. 1600 kHz, assez peu courants, peuvent être réalisés de la façon suivante : on bobine 140 tours jointifs de fil 15/100 deux couches soie à plusieurs couches, entre deux joues (flasques de carton bakélisé) sur un mandrin de 12 mm. de diamètre (écartement des deux flasques : 10 mm). Chaque enroulement est accordé par un petit trimmer au mica grattable de 150 pF.

La distance entre primaire et secondaire des premiers transformateurs est de 40 mm ; on réduit cette distance à 25 mm, afin d'augmenter le couplage pour le transformateur attaquant le tube détecteur.

Avec les bobinages enroulés dans le même sens, on fait pour le primaire : entrée = plaque, sortie = + HT ; pour le secondaire, entrée = V.C.A. ou masse, sortie = grille ou diode.

Les deux bobinages sont évidemment montés d'une façon rigide et placés à l'intérieur d'un blindage cylindrique de 45 mm de diamètre environ (blindage aluminium).

A toutes fins utiles, voici une autre réalisation de transformateur MF 1 600 kHz : chaque enroulement est constitué par un nid d'abeille de 35 tours en fil divisé de 10 brins de 0,1 mm émaillé, sous soie ; chaque bobinage est logé dans un pot magnétique fermé ; distance entre pots primaire et secondaire = 20 mm ; condensateur ajustable en parallèle sur chaque bobinage réglable entre 50 et 150 pF.

§ 2. — Les circuits accordés des émetteurs

Avant d'étudier cette partie, le lecteur pourra revoir les généralités exposées au paragraphe 1 du chapitre V.

Naturellement, nous n'allons pas reprendre les formules utilisées dans le calcul des bobinages, vues au § 1 de ce chapitre. Qu'il s'agisse d'un circuit accordé pour récepteur ou émetteur, les calculs ne diffèrent pas.

Par la lecture du chapitre V nous avons appris :

1° que le circuit accordé d'un maître-oscillateur doit être à forte capacité (plus grande stabilité) ;

2° que, par contre, le circuit accordé d'un étage séparateur doit être construit avec une bobine présentant un coefficient de self-induction élevé (faible valeur de la capacité).

Plusieurs tableaux vont nous permettre de résoudre facilement l'établissement de ces circuits par la détermination correcte du bobinage et de son condensateur d'accord.

Pour l'établissement du circuit accordé final d'un émetteur (circuit anodique de l'étage PA), le problème ne se pose pas de la même manière. Nous avons vu au paragraphe 7 du chapitre V les motifs qui guident le choix de la valeur d'un condensateur variable devant équiper le circuit accordé. Nous avons calculé exactement la valeur optimum de ce C.V. ; mais il serait bon de connaître maintenant les caractéristiques de la bobine que l'on doit monter en parallèle pour la construction complète de ce circuit oscillant, et qui permet l'accord sur la fréquence de travail déterminée.

Comme nous l'avons dit, on peut appliquer la formule :

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 C f^2}$$

mais cela n'indique pas à l'amateur le nombre de tours, le diamètre de bobinage et le pas de l'enroulement à exécuter.

C'est pourquoi nous publions un tableau qui permet une détermination plus rapide des caractéristiques de L.

C en pF	L bande 80 mètres	L bande 40 mètres	L bande 20 mètres
50	40 spires A Ø 100 36 spires B Ø 100 70 spires C Ø 50 52 spires C Ø 65 60 spires D Ø 40 34 spires D Ø 65	36 spires A Ø 50 20 spires A Ø 75 14 spires A Ø 100 35 spires B Ø 50 17 spires B Ø 75 34 spires C Ø 40 17 spires C Ø 65 19 spires D Ø 40 12 spires D Ø 65	12 spires A Ø 50 8 spires A Ø 75 12 spires B Ø 50 7 spires B Ø 75 12 spires C Ø 40 7 spires C Ø 65 11 spires D Ø 40 7 spires D Ø 50 5 spires D Ø 65
100	24 spires A Ø 100 22 spires B Ø 100 40 spires C Ø 50 30 spires C Ø 65 35 spires D Ø 40 24 spires D Ø 50 20 spires D Ø 65	22 spires A Ø 50 12 spires A Ø 75 8 spires A Ø 100 20 spires B Ø 50 10 spires B Ø 75 19 spires C Ø 40 10 spires C Ø 65 11 spires D Ø 40 7 spires D Ø 65	7 spires A Ø 50 5 spires A Ø 75 7 spires B Ø 50 4 spires B Ø 75 7 spires C Ø 40 4 spires C Ø 65 6 spires D Ø 40 4 spires D Ø 50 3 spires D Ø 65
250	17 spires A Ø 75 11 spires A Ø 100 20 spires B Ø 65 15 spires B Ø 75 10 spires B Ø 100 28 spires C Ø 40 19 spires C Ø 50 14 spires C Ø 65 17 spires D Ø 40 12 spires D Ø 50 10 spires D Ø 65	10 spires A Ø 50 6 spires A Ø 75 9 spires B Ø 50 7 spires B Ø 65 9 spires C Ø 40 7 spires C Ø 50 5 spires C Ø 65 7 spires D Ø 40 5 spires D Ø 50 4 spires D Ø 65	4 spires A Ø 50 3 spires A Ø 65 4 spires B Ø 50 3 spires B Ø 65 4 spires C Ø 40 3 spires C Ø 50 3 spires D Ø 40 2 spires D Ø 50
500	18 spires A Ø 50 7 spires A Ø 100 16 spires B Ø 50 9 spires B Ø 75 16 spires C Ø 40 8 spires C Ø 65 10 spires D Ø 40 7 spires D Ø 65	6 spires A Ø 50 4 spires A Ø 75 5 spires B Ø 50 4 spires B Ø 65 6 spires C Ø 40 4 spires C Ø 50	Sur 20 mètres, un CV de 500 pF ne convient pas.

Supposons que, dans notre calcul, nous ayons trouvé, pour C, une valeur de 80 picofarads. Rappelons qu'il s'agit là de la *valeur optimum d'accord,* et non de la valeur maximum caractérisant tout condensateur variable. On adoptera alors un condensateur d'une valeur immédiatement supérieure (valeur commerciale courante), soit, dans notre cas, 100 picofarads.

En face de cette valeur, et dans la colonne correspondant à la bande de longueurs d'onde choisie, nous voyons immédiatement toutes les combinaisons possibles pour la réalisation de la self-inductance adéquate.

A signifie bobine réalisée en tube de cuivre de 6 mm (spires à 9 mm d'axe en axe).

B, bobine en tube de cuivre de 4 mm (spires à 7 mm d'axe en axe).

C, bobine en fil de cuivre de 20/10 de mm (spires à 4 mm d'axe en axe).

D, bobine en fil de cuivre de 16/10 de mm (spires à 32/10 de mm d'axe en axe).

Enfin, ⌀ indique le diamètre de la bobine ou le diamètre de l'enroulement sur air, suivant le cas, en millimètres.

Nous avons borné notre tableau aux trois bandes d'amateurs les plus populaires.

Nous avons aussi prévu l'utilisation de condensateurs de fortes valeurs (250 et 500 pF), ce qui permet de déterminer également les bobines à réaliser pour les montages à capacité prédominante, genre maître-oscillateur, pilote E.C.O., etc. (où l'on doit avoir un rapport L/C très faible).

En général, les self-inductances indiquées permettent l'accord pour une valeur moyenne du condensateur variable en parallèle. C'est déjà un point d'acquis ; en effet, on verra facilement, par la suite, le traitement que l'on doit faire subir à la bobine (augmenter le nombre de tours ou le diminuer), afin d'obtenir l'accord à la résonance pour la *capacité optimum* du condensateur déterminée par le calcul.

Précisions, en passant, qu'il est parfois nécessaire, lorsqu'on utilise un montage à bobines interchangeables pour le travail sur plusieurs bandes, de monter, en parallèle sur les bobines employées pour les bandes de fréquences peu élevées, un condensateur fixe à air : cela, afin d'obtenir aux bornes de la bobine la capacité résultante requise, déterminée par le calcul ou les graphiques.

Enfin, les figures VII-9 et 10 donnent deux abaques permettant également la détermination des bobinages convenant pour une bande donnée, d'après la valeur du condensateur variable établie par le calcul.

Sur la figure VII-9, les courbes sont établies pour des bobines à fabriquer sur des mandrins de 38 mm de diamètre, et suivant la *longueur* de l'enroulement A, B ou C. On a : A = 25 mm ; B = 38 mm ; C = 50 mm. Le diamètre du fil constituant le bobinage sera choisi en tenant compte de la longueur de l'enroulement à réaliser (écartement entre spires égal au diamètre du fil).

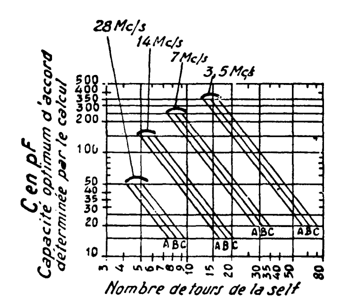


Fig. VII-9

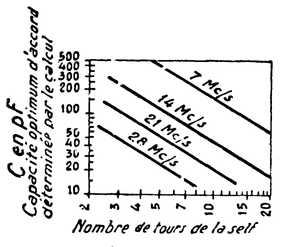


Fig. VII-10

La figure VII-10 permet de déterminer le nombre de tours de la bobine selon la valeur de la capacité trouvée par le calcul pour les bandes 7, 14 et 28 MHz, mais la bobine étant réalisée en *tube* de cuivre de 6 mm enroulée sur air avec un diamètre intérieur de 63 mm et un écartement de 6 mm entre chaque tour.

Ces deux abaques sont extraits du *Radio Amateur's Handbook.*

Enfin, dans l'établissement du circuit accordé d'un émetteur (principalement pour le circuit final), n'oublions pas de choisir un condensateur variable ayant un inter-lame suffisamment dimensionné pour « tenir » la H.T. et les amplitudes maxima H.F. : voir chapitre V, § 7.

§ 3. — Les bobines d'arrêt H.F.

Les bobines d'arrêt, appelées aussi selfs de choc, sont intercalées dans les circuits de récepteurs ou d'émetteurs, en des points

convenables, afin d'empêcher l'énergie H.F. d'être court-circuitée par d'autres organes, ou d'éviter qu'elle s'écoule par les circuits d'alimentation. Il est nécessaire que les bobines de choc aient le plus de self-induction possible pour une capacité répartie minime. Mais, cette capacité répartie (ou capacité shunt) existe néanmoins, et ne manque pas de faire résonner la bobine. Normalement, cette fréquence de résonance devrait être nettement supérieure à la fréquence maximum de fonctionnement du circuit dans lequel la bobine d'arrêt est intercalée (1).

De toutes manières, une bobine de choc doit présenter une *impédance extrêmement grande* à la fréquence de travail du circuit.

Le diamètre du fil est déterminé par l'intensité du courant continu pouvant traverser la bobine.

Un autre point à surveiller est la tension H.F. qu'une bobine de choc peut tenir entre ses bornes sans qu'il ne s'y produise une décharge détériorant la bobine.

Plusieurs modes de construction de bobines de choc s'offrent à l'amateur.

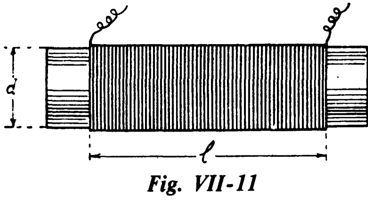


Fig. VII-11

Le plus simple consiste à enrouler à spires jointives, et sur une seule couche, un bobinage sur un mandrin isolant de haute qualité H.F. (fig. VII-11). A condition que la longueur de l'enroulement ne soit pas trop grande par rapport à son diamètre, on peut calculer grosso modo les valeurs de la self-induction et de la capacité répartie par les relations simples approximatives suivantes :

$$L\mu H = 0{,}267 \frac{d^2\ n^2}{d + 3l}$$

$$CpF = 1{,}4\ d$$

(1) Cas où le circuit considéré devra fonctionner sur plusieurs bandes.

dans lesquelles nous avons : *d*, diamètre de la bobine en centimètre ; *l*, longueur de l'enroulement en centimètre ; *n*, nombre de spires de la bobine.

On en déduit immédiatement la fréquence de résonance F (fréquence de blocage).

$$F\ MHz = \frac{1\ 000}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Un autre type de bobine de choc réalisable par l'amateur est donné sur la figure VII-12. Il s'agit d'un enroulement fragmenté ou compartimenté. Les caractéristiques de cette bobine d'arrêt sont mentionnées sur la figure.

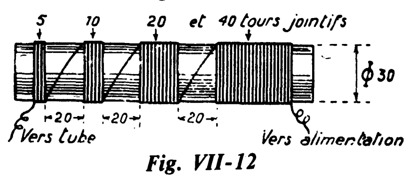


Fig. VII-12

Dans ces réalisations, on peut utiliser du fil de 30/100 de millimètre, deux couches soie, par exemple ; mais il n'est pas recommandé de fixer l'enroulement à la cire, paraffine ou gomme-laque, dont les propriétés en haute fréquence sont bien médiocres.

Théoriquement, une bobine de choc calculée pour présenter le maximum d'impédance sur une gamme de fréquences, ne convient pas pour toutes les autres ; elle agira beaucoup mieux, par exemple, sur une fréquence triple de sa fondamentale que sur une fréquence double. Aussi, pratiquement, on calcule une telle bobine de façon que son impédance à la fréquence d'utilisation ne soit pas son impédance maximum (fréquence de résonance propre). On peut alors l'utiliser sur harmoniques, d'une bande d'amateurs à l'autre.

Evidemment, si un émetteur ne doit travailler que sur une fréquence bien déterminée, on peut dimensionner les bobines de choc de façon qu'elles présentent leur impédance maximum pour cette fréquence.

On constitue également d'excellentes bobines d'arrêt H.F. en montant en série sur un bâtonnet de stéatite, par exemple, plu-

sieurs petits nids d'abeilles espacés de quelques millimètres (fig. VII-13). Les bobines de choc du commerce sont réalisées selon ce dernier principe.

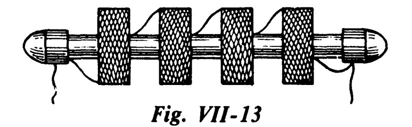


Fig. VII-13

Expérimentalement, on peut se rendre compte de l'efficacité d'une bobine d'arrêt. Il suffit de la monter en série dans la descente d'antenne, tout à fait à l'entrée du récepteur préalablement réglé sur la fréquence à laquelle on veut apprécier la bobine. Aucune station ne pourra être accrochée, toute audition sera complètement bloquée dans une assez large bande, de part et d'autre de la fréquence considérée.

Un autre procédé consiste à connecter la bobine à éprouver aux bornes d'un circuit oscillant d'un émetteur en fonctionnement sur la fréquence d'essai : on ne doit constater aucune modification appréciable.

Bobinages d'arrêt pour V.H.F.

Les bobines d'arrêt pour les hyper-fréquences sont beaucoup plus faciles à faire encore, car elles ne comportent, en général, qu'un nombre de tours restreint (l'inductance devant être plus petite).

Mais ici aussi, dans le cas d'un émetteur (ou d'un récepteur) devant travailler sur plusieurs bandes de fréquences, il faudra faire attention que la bobine d'arrêt ne résonne pas sur un harmonique de la fréquence de travail. Choisir pour l'impédance *maximum* de la bobine de choc, des fréquences intermédiaires réalisant un compromis.

Une bobine d'arrêt V.H.F. peut être réalisée en enroulant une soixantaine de tours jointifs de fil de cuivre 25/100 de millimètre, deux couches soie, sur un petit mandrin en stéatite de 8 millimètres de diamètre.

Un excellent procédé consiste à enrouler le fil à écartement variable (le pas va se resserrant vers l'alimentation), comme le montre la figure VII-14.

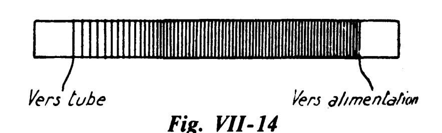


Fig. VII-14

Dans les montages à U.H.F., on est amené parfois à placer des bobines d'arrêt dans les connexions d'alimentation *filaments ;* on se contente alors, en général, de 20 à 30 tours jointifs sur air, mais d'un fil ayant une section en rapport avec l'intensité du courant de chauffage (suivant tube employé).

Bobines d'arrêt toroïdales

Lors de la réalisation des *émetteurs à transistors,* la confection des bobines d'arrêt peut présenter quelques difficultés. En effet, il faut utiliser du fil capable de laisser circuler les *fortes intensités* présentes dans de tels montages, et il faut cependant obtenir une inductance suffisante. Une solution consiste à employer une bague de ferroxcube (FXC orienté) de diamètre extérieur 40 mm et intérieur 22 mm (R.T.C.) sur laquelle on enroule, en forme de tore, quelques tours pour V.H.F. ou un nombre de tours plus important pour les ondes décamétriques (voir fig. VII-15). On peut

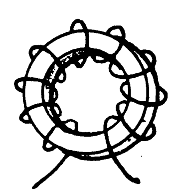


Fig. VII-15

employer du fil de cuivre émaillé de 8 à 16/10 mm selon l'intensité devant circuler dans le circuit. De telles bobines d'arrêt sont sans doute un peu encombrantes, mais elles ont le gros avantage de ne présenter aucune induction possible, ni entre elles, ni avec les bobines des circuits accordés voisins.

Bobines d'arrêt commerciales

A titre de documentation, nous indiquons, ci-dessous, les caractéristiques essentielles des bobines d'arrêt fabriquées par « National ». Nous citons :

1° La bobine R 100 ; coefficient de self-induction 2,5 mH ; intensité admissible 125 mA ; bloquant de 3 à 3 000 m (!) et appelée pour cela « bobine d'arrêt universelle » ; cette série comporte des bobines présentant aussi un coefficient de self-induction de 5 ou 10 mH.

2° La bobine R 300 ; coefficient de self-induction de 0,5, 1, 2,5 ou 5 mH ; intensité admissible 300 mA.

3° La bobine R 152 spécialement établie pour la bande 3,5 MHz ; inductance 4 mH ; résistance en courant continu 10 Ω ; intensité admissible 600 mA.

4° La bobine R 154 établie pour les bandes 3,5, 7 et 14 MHz ; inductance 1 mH ; résistance en courant continu 6 Ω ; intensité admissible 600 mA.

5° La bobine R 175 spécialement établie pour l'alimentation en parallèle des circuits accordés des étages P.A. d'émetteurs (voir fig. V-41). L'impédance de cette bobine d'arrêt est très élevée pour les bandes 10, 20, 40 et 80 mètres ; son inductance est de 225 μH avec une capacité répartie de 0,6 pF. La résistance en courant continu du bobinage est de 6 Ω, l'intensité maximum admissible de 800 mA, et la tension de rupture de 12 500 volts.

6° La bobine R 50 ; mêmes caractéristiques que la R 100, mais avec intensité maximum de 50 mA.

7° La bobine R 33 pour V.H.F. ; intensité admissible 33 mA ; inductance 1, 10, 50 ou 100 μH.

8° La bobine R 60 pour V.H.F. ; intensité admissible 500 mA ; inductance 2 ou 4 μH.

9° La bobine « Ohmite » pour V.H.F., type Z 144 ; inductance 1,8 μH.

10° Les bobines d'arrêt miniatures sur ferrite pour V.H.F. et U.H.F., types VK 200 10/3B et VK 200 09/4B de Coprim (R.T.C.).

Ne voulant pas transformer cet ouvrage en catalogue, nous arrêtons ici cette énumération ; il existe d'ailleurs encore bien d'autres bobines d'arrêt; dans des marques différentes, et, en général, excellentes également.

Néanmoins, nous avons jugé instructif de publier cette documentation qui, d'une part, pourra guider le choix de l'amateur selon le montage réalisé, ou, d'autre part, indiquer les caractéristiques essentielles pour la construction d'une bobine d'arrêt devant satisfaire à telle ou telle condition.

§ 4. — Réactance inductive et capacitive Fréquence de résonance

On sait qu'un condensateur ou une bobine de self-induction présente une certaine *résistance* au passage du courant alternatif. Cette résistance prend alors le nom général d'*impédance*, et elle varie avec la fréquence du courant.

Si l'on veut être plus précis, on peut parler de réactance inductive ou de réactance capacitive selon qu'il s'agit de l'impédance présentée par un bobinage ou de celle présentée par un condensateur.

Ces réactances s'expriment évidemment en ohms, et on peut les calculer en appliquant les formules suivantes :

Réactance inductive Z_L :

$$Z_L = \omega L$$

Réactance capacitive Z_c :

$$Z_c = \frac{1}{\omega C}$$

formules dans lesquelles nous avons :

Z, les réactances, en ohms ;

L, le coefficient de self-induction, en henrys ;

C, la capacité, en farads ;

ω, la pulsation du courant alternatif, c'est-à-dire $2\pi F$ (la fréquence F étant exprimée en hertz).

Un abaque permet de résoudre rapidement ces calculs ; en quelques secondes, on peut apprécier l'impédance présentée par telle bobine ou par tel condensateur à telle ou telle fréquence.

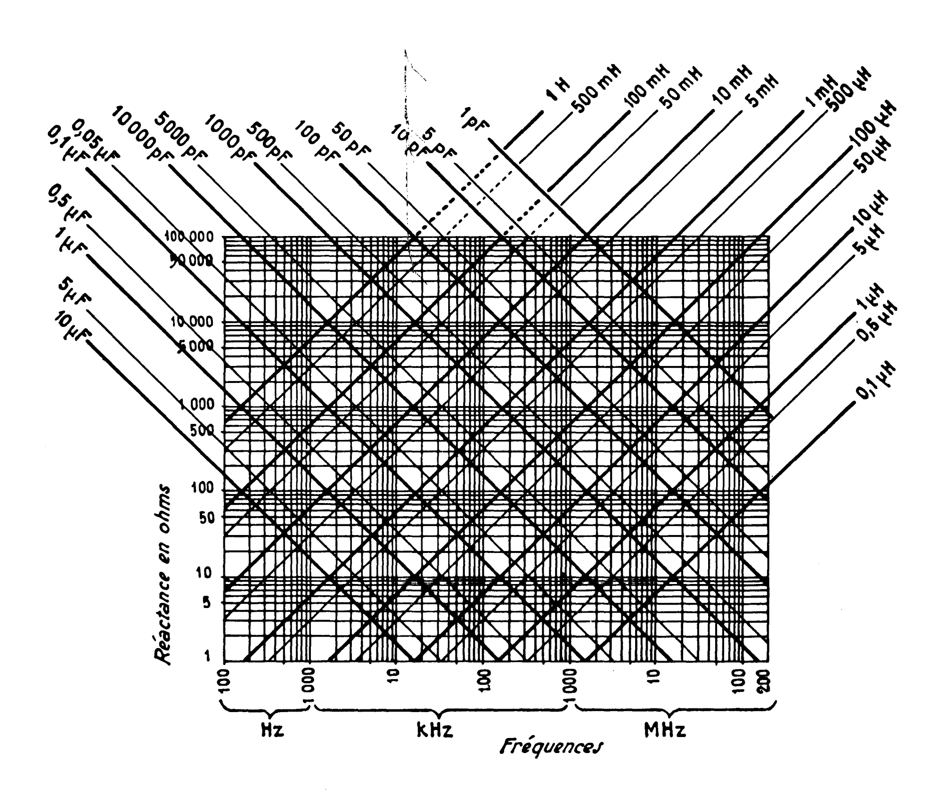


Fig. VII-16

Cet abaque fait l'objet de la figure VII-16 et nous verrons plus loin qu'il peut être utilisé également pour d'autres déterminations.

EXEMPLES

a) Quelle est la réactance capacitive présentée par un condensateur de 1 000 pF à la fréquence de 5 kHz (5 000 Hz) ?

Suivons le trait oblique correspondant à 1 000 pF jusqu'à son intersection avec le trait vertical issu de 5 kHz. A l'extrémité du trait horizontal partant de l'intersection, nous lisons 30 000 Ω ; c'est l'impédance cherchée.

Par le même procédé, on voit que ce même condensateur, à la fréquence de 5 MHz, présente une réactance capacitive de 30 Ω seulement.

b) Quelle est la réactance inductive à 2 MHz d'une bobine ayant un coefficient de self-induction de 5 mH ?

Suivons le trait oblique correspondant à 5 mH jusqu'à son intersection avec le trait vertical issu de 2 MHz. A l'extrémité du trait horizontal partant de cette intersection, nous lisons 65 000 Ω ; c'est l'impédance cherchée.

En opérant de la même façon, nous voyons que ce même bobinage ne présente plus qu'une impédance de l'ordre de 500 Ω à 15 kHz.

En fait, pour toute grandeur intermédiaire (non indiquée sur l'abaque), il est toujours possible d'interpoler. Cependant, pour

cela, on se souviendra que toutes les échelles sont à graduation logarithmique, y compris les divisions obliques pour les capacités et les inductances. On voit, par exemple, où se situe la division 5 μF par rapport aux divisions 1 et 10 μF ; c'est la raison pour laquelle nous avons indiqué toutes ces divisions intermédiaires (en trait fin).

CIRCUITS RÉSONNANTS

Si nous associons *en série ou en parallèle* une bobine et un condensateur, on sait que l'ensemble entre en résonance, pour une fréquence donnée, lorsque les impédances présentées par chacun des composants sont égales, c'est-à-dire lorsqu'on a :

$$\omega L = \frac{1}{C\omega}$$

Partant de cette égalité, il est bien évident que sur l'abaque, la fréquence de résonance correspondra à l'intersection entre la valeur de l'inductance et la valeur de la capacité.

Soit une bobine de 100 μH connectée avec un condensateur de 500 pF, la fréquence de résonance de l'ensemble (considéré seul) est de l'ordre de 700 kHz.

Pour l'exemple ci-dessus, dans la colonne « réactance », on peut lire 450 Ω environ. Attention ! Il s'agirait de l'impédance de chacun des composants, *considéré seul,* à 700 kHz.

Mais les deux organes sont connectés ensemble et fonctionnent ensemble ; cette valeur d'impédance ne signifie alors *plus rien.* Nous rappelons que l'impédance offerte par un condensateur et une bobine est *minimum* à la fréquence de résonance, lorsque les deux éléments sont connectés en série ; cette impédance est *maximum* si les deux éléments sont connectés en parallèle.

Autre exemple : Supposons que l'on ait une bobine de 50 μH et que l'on veuille l'accorder sur 3,5 MHz. Quel condensateur doit-on connecter en parallèle ?

Le point d'intersection entre la droite issue de 50 μH et celle issue de 3,5 MHz se situe sur le trait 50 pF. C'est donc un condensateur de 50 pF qu'il nous faut pour obtenir l'accord du circuit considéré seul sur 3,5 MHz (c'est-à-dire sans tenir compte des capacités parasites apportées par les organes connexes.

§ 5. — Circuits accordés sur VHF

Pour certains de nos précédents abaques, nous sommes allés jusqu'à 70 et même 100 MHz. Nous avons donc pénétré déjà dans le domaine des V.H.F., domaine qui cependant s'étend jusqu'à des fréquences encore bien plus élevées.

Cependant, plus la fréquence de fonctionnement est grande, plus la prédétermination des bobinages devient délicate. Nous allons néanmoins donner deux abaques permettant la prédétermination des bobinages jusqu'à la bande 432 MHz, soit pour récepteur, soit pour émetteur. Ces abaques donnent le nombre de tours à prévoir pour la gamme de fréquences désirée et compte tenu de la capacité associée en parallèle.

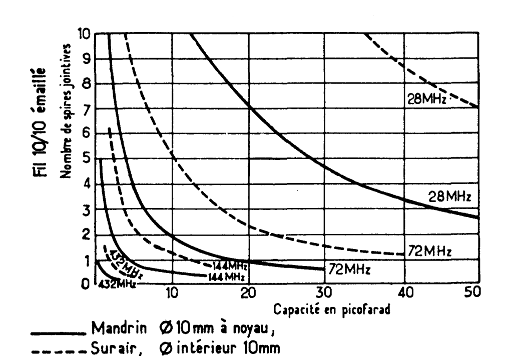


Fig. VII-17

Sur l'abaque de la figure VII-17, les bobines sont réalisées sur un mandrin de 8 mm de diamètre à noyau (en traits pleins), ou sur air avec diamètre intérieur de 8 mm (en traits pointillés). Sur l'abaque de la figure VII-18, la classification est identique, mais soit avec mandrin de 10 mm de diamètre avec noyau, soit sur air avec diamètre intérieur de 10 mm.

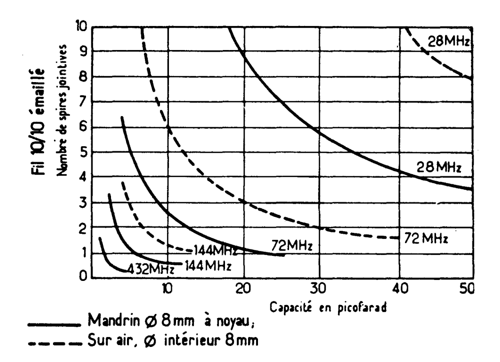


Fig. VII-18

Dans tous les cas, l'enroulement est exécuté à spires jointives et avec du fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm de diamètre.

Bien que la bande 72 MHz ne soit pas une bande réservée au « trafic OM », nous l'avons représentée tout de même à l'intention des amateurs de radiocommande.

Mais nous insistons bien encore une fois qu'il ne peut s'agir ici que de prédétermination, que de valeurs de départ, pour les bobinages. En effet, sur les fréquences très élevées, il y a de nombreux facteurs qui prennent une importance de plus en plus conséquente au fur et à mesure de l'augmentation de fréquence, et dont il faudrait pouvoir tenir compte. Nous avons tout d'abord l'inductance des connexions déterminée par la longueur des dites connexions entre les composants : bobine, condensateur, lampe (ou transistor), etc.

Et nous avons aussi, et surtout, les capacités parasites : capacités des connexions précédemment citées, capacités propres des composants, capacité répartie du bobinage (spires jointives ou spires espacées, diamètre du fil utilisé, etc.), capacités d'entrée ou de sortie du ou des tubes connexes, etc.

En conséquence, sur V.H.F., les nombres de tours des bobinages ne peuvent être déterminés avec exactitude que d'après maquette. Nous devons donc considérer les nombres de tours indiqués comme des ordres de grandeur, sans plus ; et lors de la mise au point du montage, on agit éventuellement sur les bobinages, soit par fraction de tour, soit par espacement entre spires, soit par réglage du noyau.

Nous aurons d'ailleurs l'occasion de rencontrer des exemples pratiques de circuits LC au cours des chapitres XIV et XV consacrés aux V.H.F. et aux U.H.F. D'autre part, sur ces gammes de fréquences élevées (mais surtout sur U.H.F.), on abandonne souvent le classique circuit LC au profit du circuit à lignes (lignes 1/2 onde, lignes 1/4 d'onde, etc.) de formes et de conceptions diverses, dont nous verrons aussi des exemples pratiques notamment au cours du chapitre XV.

CHAPITRE VIII

PRATIQUE DES RÉCEPTEURS SPÉCIAUX ONDES COURTES

§ 1. — Généralités

Réalisation pratique

Avant de passer à l'étude de quelques récepteurs changeurs de fréquence, nous dirons quelques mots sur la pratique pure du montage, la disposition des organes, etc.

Tous les conseils que l'on peut donner se résument dans ces mots ; il n'est pas de meilleure disposition des organes que celle qui dérive *directement* du schéma de principe théorique.

En fait, c'est ainsi que l'on obtient les connexions les plus courtes, d'où découlent les plus faibles chances d'accrochages parasites et le meilleur rendement haute fréquence.

D'autre part, il ne faut pas hésiter à supprimer un bel effet de symétrie sur le panneau avant, si le câblage, et surtout le rendement, doivent en bénéficier nettement.

En résumé, les connexions « chaudes » d'entrée ou de sortie d'un étage, et toutes celles qui sont parcourues par de la H.F. seront courtes et sans angle vif ; les soudures seront parfaites, bien chauffées, et le câblage réalisé en fil poli, très propre, non oxydé. Les connexions de masse de chaque étage doivent être faites en « étoile » et aboutir en un même point du châssis.

Nota : A partir de ce chapitre, la lettre **m** qui suit la capacité de certains condensateurs sur les schémas, indique un diélectrique mica, et **c**, un diélectrique céramique.

Changement de fréquence

En se reportant à l'étude des divers éléments d'un récepteur (chapitre IV), un amateur averti pourra déjà réaliser, par lui-même, de nombreux montages par combinaison et association des différentes parties étudiées.

Nous rappellerons brièvement ici que les qualités *essentielles* d'un récepteur de trafic OC sont la stabilité en fréquence, la sensibilité (avec un rapport « signal/bruit » élevé), la sélectivité et l'absence de transmodulation. Une parfaite stabilité et une grande sensibilité s'obtiennent aussi facilement avec un récepteur à transistors qu'avec un récepteur à lampes.

L'obtention d'une bonne sélectivité demande beaucoup plus d'attention dans la conception d'un récepteur à transistors que dans celle d'un récepteur à lampes ; on y parvient cependant, nous l'avons vu au chapitre IV, en mettant en œuvre des circuits spéciaux (transformateurs MF spéciaux, filtres céramiques, etc.). Quant aux désastreux effets de la transmodulation, nous en avons parlé aussi au chapitre IV, et l'on a vu qu'il s'agit là d'un réel problème avec les récepteurs à transistors.

Tout cela est considéré dans l'état actuel de la technique... Ce qui ne veut pas dire qu'il en sera toujours ainsi, car les progrès vont vite dans le domaine des semi-conducteurs.

•

La réception des ondes courtes

L'écoute des gammes d'ondes courtes peut être comparée à un sport passionnant puisqu'elle permet d'avoir contact avec le monde entier, la portée des ondes courtes étant pratiquement illimitée pour qui sait s'en servir.

En effet, il y a lieu de mentionner que les conditions de réception en ondes courtes dépendent de l'heure de réception, de la saison, des différentes bandes de fréquences et de leur sensibilité par rapport aux influences ionosphériques et aux activités des taches solaires.

Rappelons brièvement que la portée des petites et grandes ondes se limite pratiquement au continent sur lequel se trouve l'émetteur, car ces ondes se propagent essentiellement comme des ondes de sol ; leur portée dépend donc principalement de la puissance d'émission. Il arrive néanmoins que pendant les heures nocturnes, ces ondes se diffusent aussi spatialement, leur permettant d'atteindre des distances plus grandes.

Selon le cas, les ondes courtes peuvent être reçues comme des ondes de sol et des ondes spatiales. La réception de l'onde de sol se limite à une portée allant de 10 jusqu'à 100 km au maximum. L'onde spatiale par contre, atteint des distances très grandes par réflexions dans l'ionosphère. Mais ce sont précisément toutes ces difficultés qui représentent les attraits pour le véritable amateur d'écoute en ondes courtes, lequel utilise ses connaissances sur les propriétés physiques de l'onde considérée pour exploiter son installation par rapport aux conditions de réception locales, profitant ainsi au maximum de son appareil.

En fait, le hobby du SWL (short wave listener) présente de nombreuses facettes :

– c'est la recherche et l'écoute de telles ou telles stations de radio-diffusion du globe ;

– c'est l'écoute des stations d'amateur ;

– c'est la « chasse » des stations radio-maritimes mobiles ;

– c'est la « collection » des bulletins d'information en français des diverses stations mondiales ;

– c'est l'intérêt « sportif » à rechercher les émetteurs les plus lointains ;

– c'est l'intérêt humain qui fait que l'on se sent proche de telle ou telle partie du globe, ou plus modestement de tel ou tel radioamateur, etc.

Disons que pour beaucoup, c'est un peu de tout cela réuni ! Et c'est bien agréable !

*
* *

Avant d'aller plus avant, disons qu'un ouvrage tel que le « World Radio TV Handbook » est d'un grand secours pour aller à la pêche aux ondes, notamment en ce qui concerne les stations de radiodiffusion. En effet, cet ouvrage indique les fréquences, les puissances, les régions couvertes, les horaires, etc. de tous les émetteurs mondiaux (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

En outre, cela va sans dire, il faut aussi un excellent récepteur « toutes bandes » dit à couverture générale. Mais cela n'est pas notre propos dans cet ouvrage et nous ne ferons que citer comme exemples les types suivants : Panasonic RF 4900 ; Sony ICF 6 700 W et 6 800 W ; Kenwood R 1000 ; Drake R7/DR7 ; Yaesu - Sommerkamp FRG 7700.

Naturellement, il faut aussi une bonne antenne extérieure. Rappelons cependant, une fois de plus, que dans ce domaine, avec les récepteurs modernes à transistors, il ne faut rien exagérer au point de vue longueur de l'aérien, sous peine de subir des phénomènes d'intermodulation (ou transmodulation) indésirables et bien désagréables. Ou alors, il faut savoir jouer intelligemment de l'atténuateur HF d'entrée « antenne ».

*
* *

On considère généralement comme ondes courtes la gamme de fréquences s'étendant de 1,6 MHz à 30 MHz. Dans cet immense champ de réception, il n'y a en réa-

lité que quelques petites gammes prévues pour la radiodiffusion, le reste étant utilisé pour des buts commerciaux ou autres tels que navigation maritime, navigation aérienne, armée, agence de presse, radioamateurs,etc.

La gamme comprise entre 2,3 et 5 MHz est utilisée particulièrement par des stations émettrices des pays tropicaux ; néanmoins, certains émetteurs tels que Londres, Munich, Rome, Pékin, utilisent aussi les fréquences comprises entre 3,9 et 4 MHz.

Les gammes assignées à la radiodiffusion sont désignées dans la pratique, non seulement d'après leurs fréquences, mais aussi d'après leurs longueurs d'ondes exprimées en mètres.

Rappelons que l'on passe d'une forme d'expression à l'autre par application des relations ci-après :

La longueur d'onde λ (en mètres) est égale à 300 divisé par la fréquence F exprimée en MHz :

$$\lambda = \frac{300}{F}$$

Inversement, la fréquence est égale à 300 divisé par la longueur d'onde :

$$F = \frac{300}{\lambda}$$

Du point de vue radiodiffusion, les bandes les plus utilisées sont les suivantes :

bande 120 m .... (2,3 à 2, 495 MHz)
bande 90 m .... (3,2 à 3,4 MHz)
bande 75 m .... (3,9 à 4 MHz)
bande 60 m .... (4,75 à 5,06 MHz)
bande 49 m .... (5,95 à 6,2 MHz)
bande 41 m .... (7,1 à 7,3 MHz)
bande 31 m .... (9,5 à 9,775 MHz)
bande 25 m .... (11,7 à 11,975 MHz)
bande 19 m .... (15,1 à 15,45 MHz)
bande 16 m .... (17,7 à 17,9 MHz)
bande 13 m .... (21,45 à 21,75 MHz)

Outre l'audition des stations de radiodiffusion, l'écoute des radioamateurs est également très recherchée. Après avoir pu « évoluer » sur toutes les ondes inférieures à 200 m (jugées longtemps inutilisables), les amateurs ont été limités — depuis le 1er janvier 1929 — dans des bandes de fréquences très étroites. Celles-ci sont couramment appelées bandes 80, 40, 20, 15 et 10 m ; mais les limites en sont bien définies et nous les indiquons ci-dessous :

bande 80 m .... (3,5 à 3,8 MHz)
bande 40 m .... (7 à 7,1 MHz)
bande 20 m .... (14 à 14,350 MHz)
bande 15 m .... (21 à 21,450 MHz)
bande 10 m .... (28 à 29,7 MHz)

*
* *

Conditions de réception en ondes courtes

Les ondes courtes sont sujettes à des conditions de réception qui changent d'après les différentes utilisations de chaque bande. C'est pour cette raison que la plupart des stations émettrices d'outre-mer changent plusieurs fois dans l'année leur fréquence d'émission. Ces changements ont lieu, soit quatre fois par an (mars, mai, septembre, novembre) soit éventuellement deux fois par an (début de l'année et automne), suivant la direction du rayonnement des émissions.

Notons aussi que la fréquence peut également être changée du fait d'interférences.

Le SWL passionné des réceptions ondes courtes ne manque pas d'être au courant de ces changements, soit par l'écoute de la station, soit par correspondance directe avec cette dernière (QSL), soit par les indications fournies par les ouvrages spécialisés tel que le World Radio TV Handbook (publication annuelle). Nous donnons ci-après quelques règles générales sur la propagation et les conditions de réception des différentes bandes ondes courtes (radiodiffusion et amateur).

Bandes comprises entre 100 et 40 mètres

La propagation optimale de ces bandes *pour de grandes distances* a lieu lorsque la totalité, ou du moins la plupart du trajet à parcourir par les ondes, se trouve dans l'obscurité (horaire de nuit). Des conditions

favorables se retrouvent également entre l'automne et le début de l'année suivante, c'est-à-dire lorsque les interférences atmosphériques locales atteignent leur plus bas niveau. La meilleure réception possible dans n'importe quel endroit du globe a alors lieu selon les conditions ci-après :

Réception d'une station située à l'est : peu avant le crépuscule jusqu'à quelques heures avant l'aube.

Réception d'une station située à l'ouest : entre les heures tardives de la soirée et l'aube.

Réception des stations situées au nord et au sud : à tout moment pendant les heures de nuit.

Durant la journée, pour les gammes comprises entre 100 et 60 m, la distance couverte excède rarement 800 km ; de plus, en été, la qualité de la propagation a toujours tendance à se détériorer.

Concernant plus particulièrement les gammes 41 et 49 m, disons que la réception diurne est correcte en moyenne jusqu'à 1 500 km. La nuit, la portée s'accroît notablement, surtout durant l'hiver où les distances de l'ordre de 6 000 km peuvent être atteintes dans de bonnes conditions.

Bandes des 25 m et 31 m

Ces bandes sont les plus utilisées pour les grandes distances, notamment lorsque les trajets à parcourir par les ondes se trouvent complètement ou en partie dans l'obscurité ; elles conviennent également durant la journée pour des distances moyennes (1000 à 4000 km). En Europe, les meilleures réceptions de ces stations durant la nuit ont lieu pendant les mois d'hiver et lors d'une activité réduite des taches solaires.

Bandes des 16 m et 19 m

Ces bandes sont les plus appropriées pour les transmissions à très longue distance, lorsque le trajet parcouru par les ondes se trouve dans la clarté du jour. Pendant les mois d'été, il est néanmoins possible d'avoir également une bonne réception durant les première heures de la soirée.

Bande des 13 m

Elle est la plus favorable pour les transmissions sur les trajets baignés par la lumière du jour, surtout pour la réception en hiver. Mais les écoutes les plus intéressantes se font généralement aux heures de l'aube et du crépuscule.

*
* *

Avec la même optique, examinons maintenant les bandes plus particulièrement affectées aux radioamateurs.

Bande des 80 m

Durant la journée, elle permet de réaliser des liaisons à courte ou moyenne distance à l'intérieur du pays ou avec les pays limitrophes. La nuit, des liaisons de 1500 à 2000 km (parfois davantage) sont possibles, notamment de l'automne au printemps.

Bande des 40 m

Cette bande se comporte un peu comme la précédente. Néanmoins, les liaisons à plus grande distance (6000 km la nuit, par exemple) sont plus aisées et plus fréquentes, car les effets de rebondissement sur les couches ionisées (couches d'Heaviside et d'Appleton) se manifestent d'une façon beaucoup plus nette).

Bandes des 15 m et 20 m

Ces bandes permettent des liaisons à très grande distance avec des puissances relativement réduites. L'effet de rebondissement sur les couches ionisées s'y fait ressentir avec vigueur. On peut réaliser des liaisons à grande distance sans être gêné par les stations les plus rapprochées (zone de « silence » de plusieurs centaines de kilomètres entourant l'émetteur).

La bande 20 m est généralement favorable toute la journée, avec cependant une période meilleure pour de très longues distances dès le matin.

Sur la bande 15 m, les plus grandes distances sont en principe couvertes l'après-midi.

Bandes des 10 m et 11 m

Ces gammes permettent des liaisons, soit à très courte distance, soit à très grande distance ; dans ce dernier cas, elles se montrent souvent capricieuses. Comme pour la bande 15 m, la période la plus favorable pour des liaisons à grande distance est généralement l'après-midi (lorsque la bande est « débouchée »).

*
* *

Ces notes sur la propagation des ondes courtes sont issues d'observations, d'écoutes et de trafic depuis de nombreuses années. Mais il ne peut s'agir que de généralités, car aucun chiffre précis ne peut être donné sans qu'il soit contesté. Dans ce domaine, il en est comme pour la météorologie vis-à-vis des prévisions ! Le soleil agit d'une manière très versatile sur les couches ionisées qui conditionnent la propagation. Certes, il existe des conditions très généralement répandues et observées ; ce sont celles que nous avons exposées. Mais sporadiquement, elles peuvent être profondément modifiées ; la propagation en O.C. peut subir des perturbations imprévisibles telles que : parasites dus aux précipitations atmosphériques (pluie, neige, orage, grêle) ; variation rapide de la hauteur des couches ionisées ; parasites cosmiques d'origine interstellaire (radiations des taches solaires ou de la voie lactée), etc.

De toutes façons, quelques minutes d'écoute suffisent au radioamateur OM ou au SWL pour déterminer l'état de la propagation à tel moment de la journée sur telle ou telle bande qui l'intéresse, et constater ainsi s'il est en droit d'espérer la confirmation des possibilités annoncées.

§ 2. – Récepteurs à simple changement de fréquence

A la vérité, la technique du simple changement de fréquence n'est pratiquement plus utilisée dans les récepteurs de trafic OC. Dans ce cas, en effet, nous disposons d'un étage amplificateur HF (attaqué par l'antenne) suivi d'un étage mélangeur dit changeur de fréquence, ce dernier recevant d'une part les signaux déjà amplifiés par l'étage précédent, et d'autre part un signal de fréquence convenable issu de l'étage oscillateur variable (fig. VIII-1). Les signaux incidents et l'oscillation locale donnent naissance (par battement) à un nouveau signal de fréquence *constante* quelle que soit la fréquence de l'onde reçue. Il s'agit du signal moyenne fréquence (MF) ou de fréquence intermédiaire (FI), deux appellations qui signifient la même chose. Ensuite, le signal FI est amplifié par un ou plusieurs étages amplificateurs, etc. Les étages *mélangeur* et *oscillateur* constituent donc le changement de fréquence.

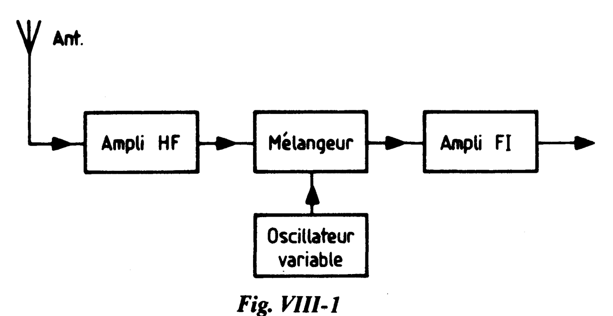


Fig. VIII-1

La fréquence de l'oscillateur doit toujours être telle que sa différence avec la fréquence de l'onde reçue soit *constante*. La fréquence de l'oscillation locale doit donc varier comme la fréquence de l'onde reçue, mais toujours en conservant la diffé-

rence de fréquence indiquée. Cette différence de fréquence sera la fréquence du signal appelé FI né du *battement* de l'onde incidente et de l'oscillation locale. Si nous appelons F_1 la fréquence de l'onde incidente (onde reçue) et F_0 la fréquence de l'oscillateur local, nous aurons :

$$FI = F_1 - F_0$$

ou

$$FI = F_0 - F_1$$

selon que la fréquence F_0 de l'oscillateur sera inférieure ou supérieure à la fréquence de l'onde reçue. L'opération de battement entre F_1 et F_0, c'est-à-dire le changement de fréquence souhaité, ne se produit correctement que dans des conditions bien déterminées. Supposons que notre circuit d'accord soit réglé sur 3 500 kHz et reçoive un émetteur fonctionnant sur cette fréquence ; notre oscillateur sera réglé sur 3 045 kHz. En conséquence, la fréquence du battement FI résultant sera de :

$$3\,500 - 3\,045 = 455 \text{ kHz}$$

Supposons maintenant que notre circuit d'accord soit réglé sur 21,100 MHz ; notre oscillateur local, lui, sera réglé sur 20,645 MHz et le battement FI résultant sera toujours de :

$$21\,100 - 20\,645 = 455 \text{ kHz}$$

Ce battement FI résultant, et lui seul, est mis en évidence à la sortie de l'étage mélangeur grâce à un ou plusieurs circuits accordés sur cette fréquence moyenne constante.

Le battement FI conserve le caractère de l'onde incidente. Si cette onde est pure, le battement FI résultant est aussi un signal pur ; si l'onde reçue est modulée, le battement FI est une oscillation modulée.

En conséquence, la tension FI disponible pourra être amplifiée à l'aide d'un amplificateur FI (ou MF) comportant des circuits *accordés une fois pour toutes* sur cette fréquence constante.

D'après le principe du changement de fréquence que nous venons d'exposer, nous pensons que le lecteur a compris que seul un émetteur dont la fréquence convenable vient se « battre » avec celle de l'oscillateur local donne naissance au signal FI qui sera amplifié par les étages suivants, puis détecté.

Cependant, n'y aurait-il pas une autre valeur de fréquence incidente qui pourrait également donner naissance au battement résultant FI... par exemple la fréquence 20,190 MHz dans le cas du dernier exemple donné ? En effet, nous avons :

$$F_0 - F_1 = 20\,645 - 20\,190 = 455 \text{ kHz}$$

qui est précisément aussi notre valeur FI.

En conséquence, si un émetteur fonctionne sur 20,190 MHz, alors que nous sommes réglés sur 21,100 MHz, il pourra être reçu également. Cette réception indésirable, cette fréquence de 20,190 MHz, est appelée « fréquence-image » pour le réglage considéré du récepteur. Par rapport à la fréquence de l'oscillateur F_0, elle est l'image de la fréquence incidente. En fait, l'écart de fréquence entre la fréquence incidente souhaitée et la fréquence-image indésirable est égale à deux fois la valeur FI.

Est-il besoin de préciser qu'il est nécessaire d'éviter qu'un émetteur fonctionnant sur la fréquence-image soit reçu en même temps que l'émetteur désiré !

Pour éliminer l'onde perturbatrice reçue en fréquence-image, nous ne disposons que des circuits d'accord de l'étage amplificateur HF du récepteur. Or, en « ondes courtes » (et a fortiori sur VHF et UHF), une sélectivité suffisante des circuits d'accord est difficile à obtenir du fait du faible coefficient de surtension des bobinages. Mais, par ailleurs, l'affaiblissement de la fréquence-image est évidemment d'autant plus important que l'écart entre ladite fréquence-image et la fréquence incidente souhaitée est grand. Cet écart valant deux fois la valeur FI, l'affaiblissement sera d'autant plus important que la valeur FI sera élevée.

De ces considérations est née la technique du double changement de fréquence schématisée sur la figure VIII-2 : première

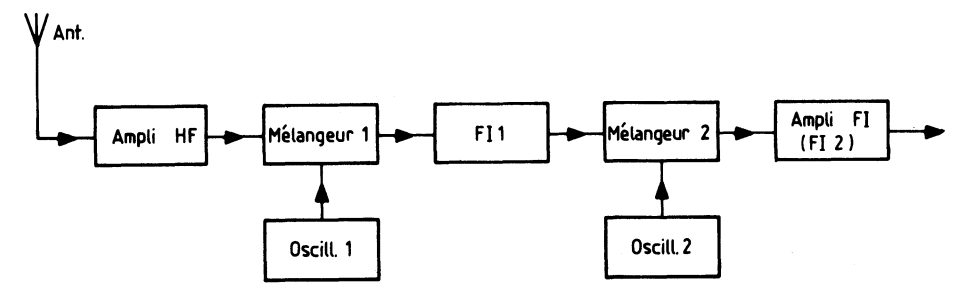


Fig. VIII-2

FI de valeur élevée pour réduire, voire supprimer, la réception de la fréquence-image ; deuxième FI de plus faible valeur pour obtenir une meilleure sélectivité vis-à-vis des fréquences immédiatement voisines. C'est ce que nous allons examiner plus en détails maintenant, car il s'agit là d'une technique universellement adoptée pour tous les récepteurs de trafic et les transceivers.

§ 3. — Réception par double changement de fréquence. Adaptateurs

Nous savons que l'emploi d'une moyenne fréquence de valeur élevée diminue l'importance de l'« image », en éloignant celle-là du signal désiré ; mais cet avantage est au détriment de la sélectivité du canal M.F. Afin d'obtenir, en même temps, un bon rapport signal/image et une sélectivité satisfaisante, on emploie des récepteurs dits « à double changement de fréquence ». Dans un tel récepteur, le signal incident est d'abord converti en une fréquence moyenne de valeur relativement élevée. Cette M.F. est amplifiée, puis convertie une seconde fois en une fréquence moyenne de valeur assez faible ; ensuite, nous avons un système détecteur quelconque suivi par l'amplificateur B.F.

On a construit des récepteurs dont la seconde MF était de l'ordre de 80 kHz, ceci afin d'obtenir une grande sélectivité.

Notons cependant que l'on construit maintenant, pour des raisons techniques, des appareils à double changement de fréquence avec des valeurs « moyenne fréquence » relativement élevées, même pour la seconde MF (cas des transceivers modernes). Dans ce cas, la grande sélectivité requise est obtenue par des filtres à quartz ou des filtres mécaniques conçus pour la valeur MF considérée (bande passante de l'ordre de 2,4 kHz à — 3 dB).

Le premier changement de fréquence procure un rapport signal/image important ; le second apporte la sélectivité requise.

Un système de double changement de fréquence utilise un récepteur de trafic précédé d'un adaptateur. L'adaptateur n'est autre qu'un étage convertisseur donnant une fréquence moyenne élevée ; la séparation entre signal et image est donc effective. Quant au récepteur, il a son entrée accordée sur la valeur de cette fréquence moyenne élevée, et il opère une seconde conversion donnant la valeur M.F. de son amplificateur (480 ou 455 kHz) ; dans ce cas, il n'y a rien de changé au point de vue sélectivité : elle est celle du récepteur proprement dit. C'est donc un « ensemble » qui peut finalement donner des résultats globaux très satisfaisants.

Disons aussi que deux principes peuvent être mis en œuvre :

a) La fréquence de sortie de l'adaptateur (ou première MF) est constante et le réglage sur les stations à recevoir se fait par accord de l'adaptateur proprement dit.

b) Les réglages de l'adaptateur sont fixes et l'accord sur les stations à recevoir se fait par variation de la première fréquence inter-

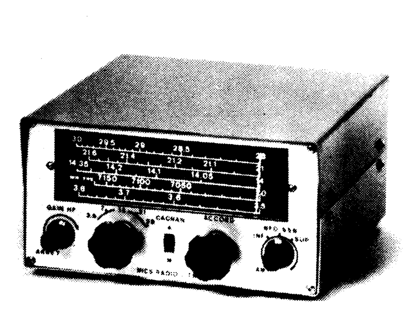
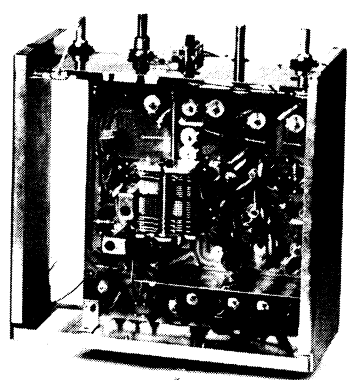



Fig. VIII-3

médiaire de sortie, c'est-à-dire finalement par le réglage du récepteur normal faisant suite (généralement gamme PO, lorsqu'il s'agit de la réception des gammes « amateurs » décamétriques).

●

Adaptateurs à transistors

Les établissements P. Michel (1) présentent un adaptateur pour les cinq bandes décamétriques d'amateur, adaptateur type TR 6 AC entièrement « transistorisé » (transistors au silicium) et « sortant » sur 1600 kHz également (fig. VIII-3).

Le schéma de cet adaptateur est représenté sur la figure VIII-4. Le TR 6 AC est donc une « tête HF » permettant la réception des cinq bandes décamétriques en le plaçant devant un récepteur normal quelconque, mais de qualité, pouvant se régler sur 1 600 kHz. Cet appareil se présente monté dans un coffret en tôle de 18 × 18 × 9 cm.

Les commandes sont les suivantes : à gauche, potentiomètre de sensibilité de l'étage HF ; ensuite, le contacteur de gammes, l'interrupteur de la lampe cadran, le CV d'accord pour la recherche des stations ; enfin, à droite, le potentiomètre du BFO avec interrupteur (AM en position inter coupé) permettant de faire varier le battement suivant le signal reçu pour sortir la BLU inférieure et la BLU supérieure.

Gammes couvertes : 3,5/3,8 MHz (80 m) ; 7/7.15 MHz (40 m) ; 14/14.35 MHz (20 m) ; 21/21.6 MHz (15 m) ; 28/30 MHz (10 m).

Sortie : 1 600 kHz.

Réjection de la fréquence image : 40 à 50 dB sur 28 MHz (cas le plus mauvais).

Gain : plus de 30 dB sur toutes les bandes.

Sensibilité : mieux que 1 μV (mais elle dépend énormément de celle du récepteur auxiliaire).

Alimentation : 12 V par 8 piles 1,5 V incorporées.

Jack arrière pour alimentation extérieure (batterie, secteur).

Entrée antenne et sortie Rx par prises coaxiales à basse impédance.

Le contacteur de gammes est fixé sur le dessous du circuit imprimé et les galettes de chaque gamme sont cloisonnées blindées pour en assurer une parfaite stabilité.

(1) 89000 Auxerre.

Le montage se compose d'un amplificateur haute fréquence, d'un mélangeur, d'un oscillateur avec séparateur et d'un BFO. Il comporte 5 transistors, 1 diode varicap et 1 diode Zener. Les transistors utilisés sont des NPN très résistants à la chaleur. Chacune des 5 gammes comporte ses 3 bobines propres. L'accord est fait avec un condensateur variable à 3 sections (CV CIFTE/BELVU) dont la commande apporte une démultiplication de 20.

Les bobines oscillatrices sont imprimées et leur accord est fait avec des capacités très importantes (200 à 300 pF). La stabilité en est excellente.

Pour l'accord, l'emploi de bobines à fort coefficient de surtension donne une excellente diode et une réjection image importante, comme indiqué plus haut.

L'oscillateur est, de plus, stabilisé par une diode zener et séparé du mélangeur par un transistor apériodique.

La sortie est faite en basse impédance par une prise sur le transfo MF 1600 du mélangeur. En série sur l'antenne, un circuit accordé sur 1 600 kHz évite les entrées directes de la MF. Le BFO est réglable de part et d'autre de 1 600 kHz pour permettre la réception des signaux télégraphiques CW, ainsi que la compréhension des émissions en BLU (dans la mesure, évidemment, où le récepteur faisant suite comporte un circuit de détection convenant à ce type de transmission).

•

Nous venons de décrire une réalisation commerciale d'adaptateur à transistors ; mais l'amateur peut aussi envisager de construire lui-même un tel appareil. Dans cet ordre d'idée, nous donnons sur la figure VIII-5, le schéma complet d'un adaptateur O.C. « bandes d'amateur » de ce genre.

Nous avons un transistor amplificateur H.F. type AF 115 (1), puis l'étage convertisseur avec transistor AF 115 (2) et l'étage oscillateur à quartz avec transistor AF 115 (3).

L'exploration des bandes s'effectue donc par la « première moyenne fréquence variable », c'est-à-dire par le réglage du récepteur faisant suite (gamme PO). Les fréquences des quartz et celles des réglages des circuits oscillants sont indiquées plus loin.

La commutation des gammes s'effectue à l'aide d'un inverseur à trois galettes (7 circuits, 6 positions). Pour la clarté du schéma, nous n'avons représenté que les bobinages et le quartz d'une seule bande. Il est bien évident que si l'adaptateur ne doit assurer la réception que d'une seule bande, il suffit de réaliser un seul jeu de bobinages ; l'inverseur est supprimé et les bobines sont soudées directement aux connexions correspondantes.

D'autre part, outre l'emploi d'un commutateur à galettes pour le changement de bandes, il y a évidemment la solution des bobines interchangeables exécutées sur des mandrins à broches.

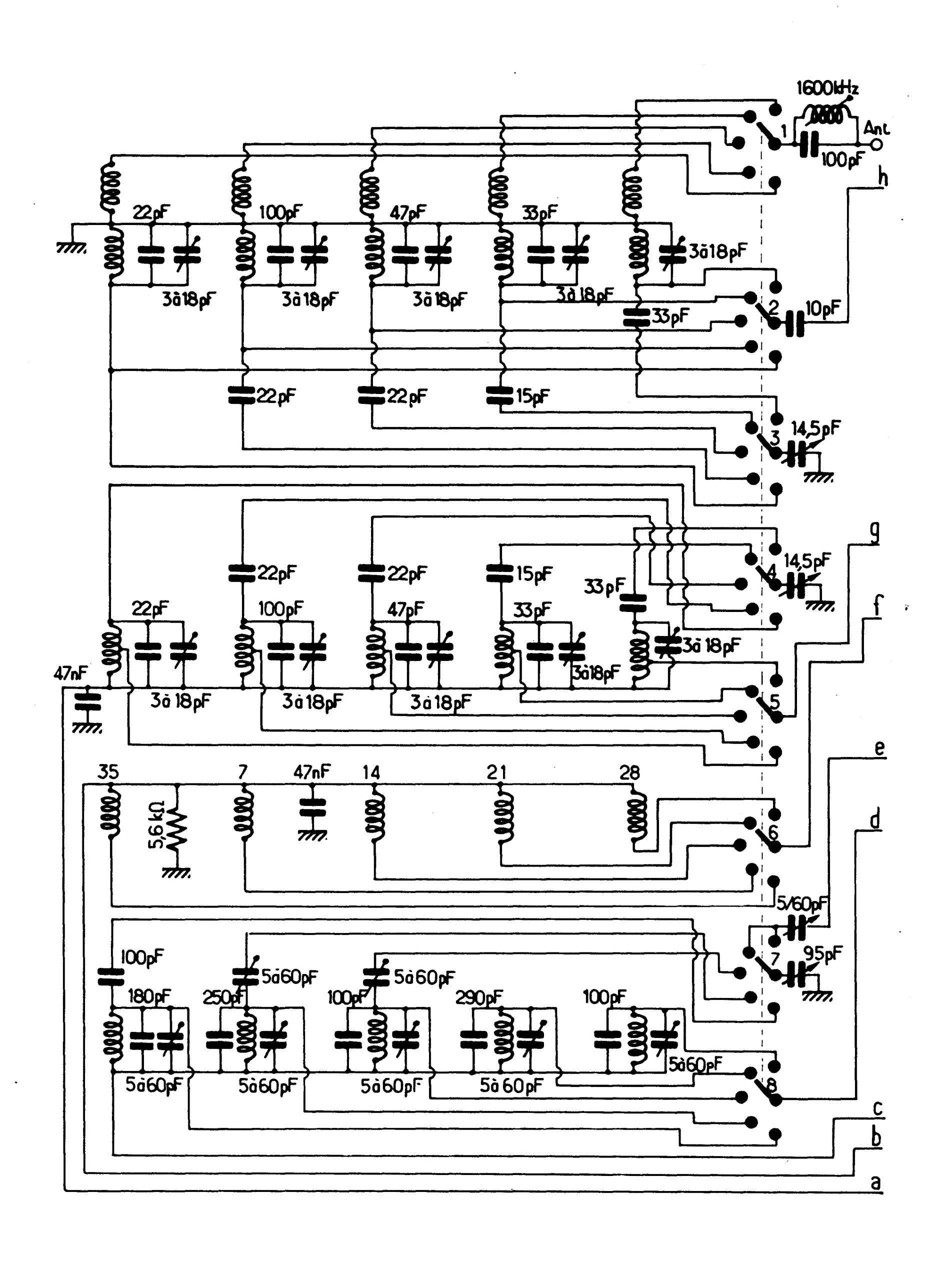
Le transformateur de sortie MF_1 est constitué par l'enroulement P ; il s'agit de la bobine d'accord P.O. d'un récepteur quelconque, muni de son condensateur d'appoint. En parallèle, on ajoute une résistance au carbone de 4,7 kΩ (apportant un amortissement complémentaire), ainsi qu'un condensateur ajustable de 100 pF (lequel permet d'accorder ce circuit vers 1 300 kHz).

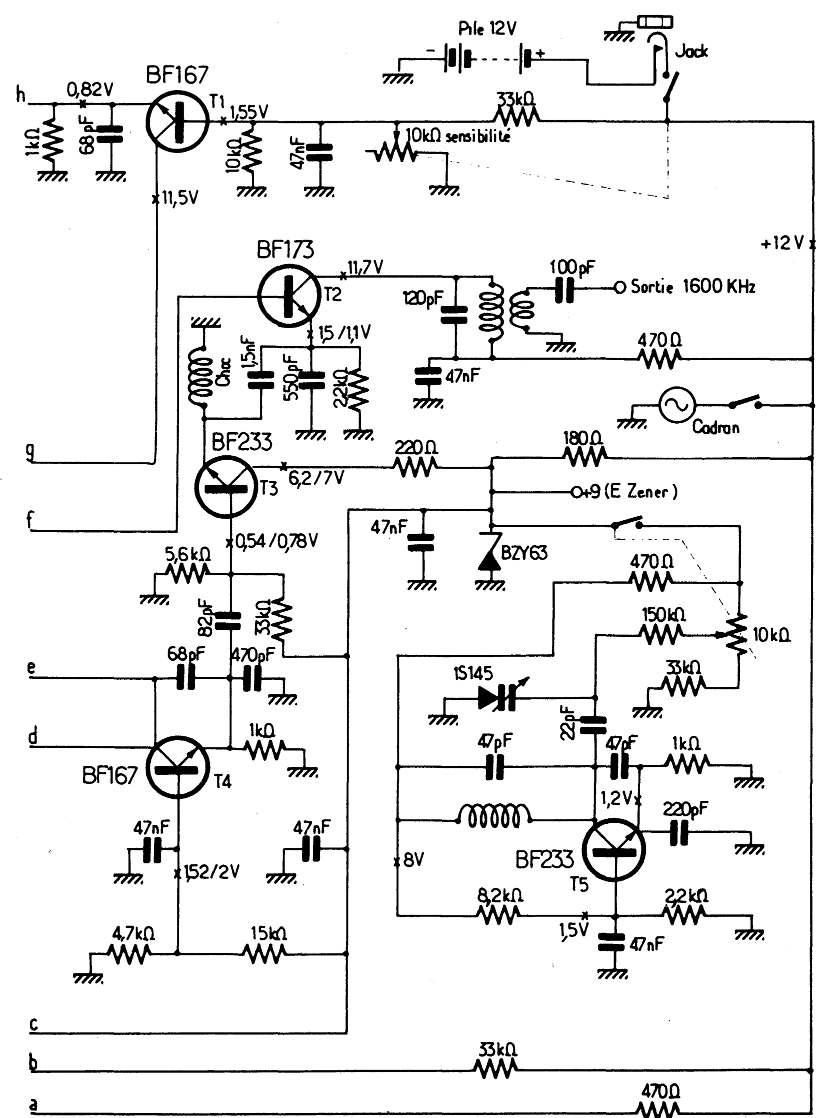
Tout contre l'enroulement P, on exécute le bobinage S comportant une trentaine de spires de fil de cuivre sous soie de 2 à 3/10 de mm maintenues par de la cire.

Les douilles de sortie AT sont reliées aux douilles « antenne » et « terre » du récepteur faisant suite à l'aide d'un morceau de câble coaxial.

L'accord du transformateur MF_1 se fait une fois pour toutes, le récepteur étant réglé vers 1 300 kHz ; on ajuste le condensateur de 100 pF pour l'obtention du bruit de fond maximum ; cet accord doit être peu pointu.

Tous les bobinages sont réalisés sur des mandrins de 14 mm de diamètre (Métox) avec noyau réglable ; on utilise du fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm pour tous.


1600kHz
Ant
100pF
h
22pF
100pF
47pF
33pF
3à18pF
10pF
33pF
22pF
15pF
14,5pF
g
f
33pF
3à 18pF
47nF
e
35
7
47nF
14
21
28
5,6 kΩ
d
5/60pF
95pF
100pF
5à60pF
180pF
250pF
290pF
5à 60pF
c
b
a



Pile 12V
Jack
BF167
T1
0,82V
1,55V
h
1kΩ
68pF
10kΩ
47nF
33kΩ
10kΩ sensibilité
11,5V
+12V
BF173
T2
11,7V
100pF
Sortie 1600 KHz
120pF
15/1,1V
Choc
1,5nF
550pF
22kΩ
47nF
470Ω
Cadran
BF233
T3
g
220Ω
180Ω
6,2/7V
+9 (E Zener)
f
47nF
BZY63
0,54/0,78V
5,6kΩ
82pF
33kΩ
470Ω
150kΩ
10kΩ
e
68pF
470pF
1S145
33kΩ
22pF
d
1kΩ
BF167
T4
47pF
47pF
1kΩ
1,2V
220pF
47nF
47nF
8V
BF233
T5
152/2V
8,2kΩ
2,2kΩ
1,5V
47nF
4,7kΩ
15kΩ
c
b
33kΩ
a
470Ω

Fig. VIII-4

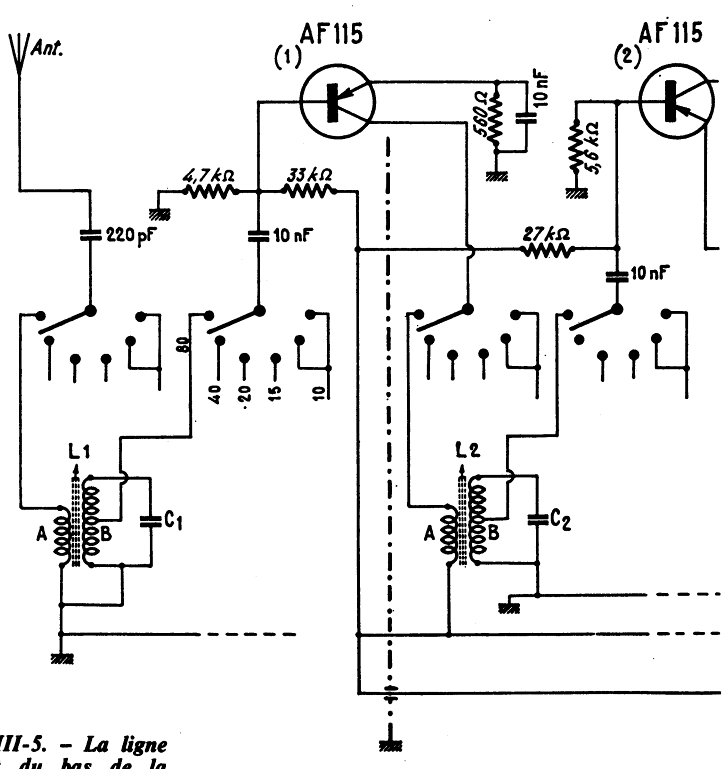


Fig. VIII-5. – La ligne partant du bas de la bobine L_3 A doit être reliée en outre à la connexion d'alimentation (– 9 V après l'interrupteur).

Bande 80 m :

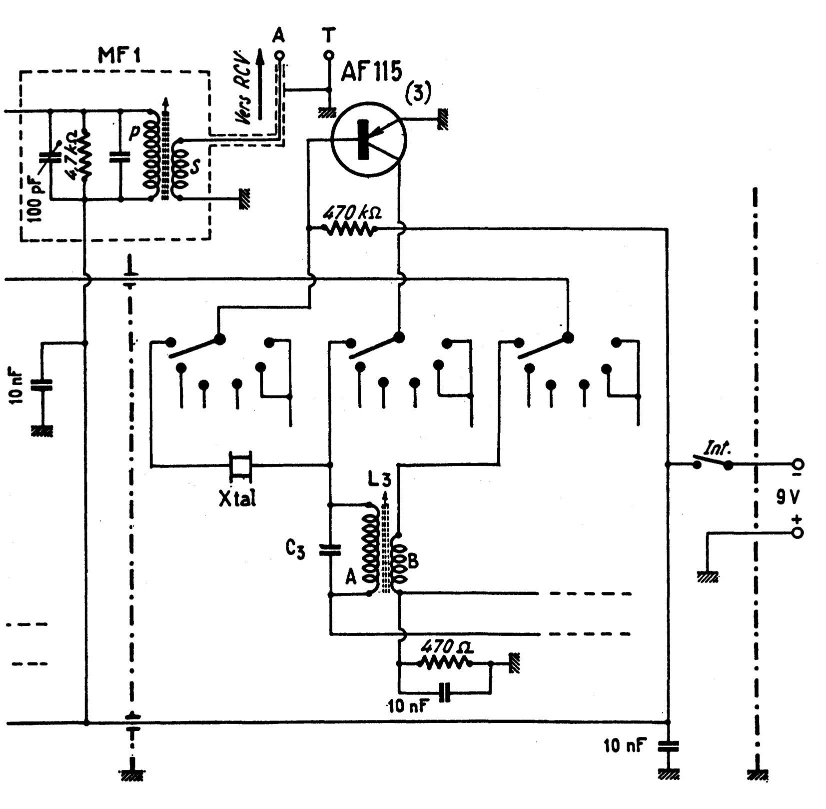
L_1 A = 10 tours jointifs.
L_1 B = 55 tours jointifs ; couplage côtés froids, espacement 2 mm ; prise à 18 tours comptés à partir de la masse.
L_2 A = 9 tours jointifs.
L_2 B = 55 tours jointifs ; couplage côtés froids, comme précédemment, prise à 18 tours.
L_3 A = 40 tours jointifs ; quartz 5 MHz ; accord sur 5 MHz.
L_3 B = 7 tours jointifs.
$C_1 = C_2 = C_3 = 47$ pF.

Bande 40 m :

L_1 A = 6 tours jointifs.
L_1 B = 33 tours jointifs, comme précédemment ; prise à 12 tours.
L_2 A = 4 tours jointifs.
L_2 B = 33 tours jointifs ; prise à 12 tours ; couplage comme précédemment.
L_3 A = 28 tours jointifs ; quartz 8,5 MHz ; accord sur 8,5 MHz.
L_3 B = 4 tours jointifs.
$C_1 = C_2 = C_3 = 33$ pF.

Bande 20 m :

L_1 A = 5 tours.
L_1 B = 20 tours ; prise à 8 tours.
L_2 A = 4 tours.
L_2 B = 20 tours ; prise à 8 tours.
L_3 A = 18 tours ; quartz 5,170 MHz ; accord sur l'harmonique 3, soit 15,510 MHz.
L_3 B = 3 tours.
$C_1 = C_2 = C_3 = 22$ pF.



Bande 15 m :

L_1 A = 3 tours.
L_1 B = 12 tours ; prise à 5 tours.
L_2 A = 3 tours.
L_2 B = 12 tours ; prise à 5 tours.
L_3 A = 11 tours ; quartz 7,5 MHz ; accord sur l'harmonique 3, soit 22,5 MHz.
L_3 B = 3 tours.
$C_1 = C_2 = C_3 = 15$ pF.

Bande 10 m :

L_1 A = 3 tours.
L_1 B = 9 tours ; prise à 4 tours.
L_2 A = 3 tours.
L_2 B = 9 tours ; prise à 4 tours.
L_3 A = 8 tours ; quartz de 5,9 MHz et de 6,080 MHz avec accord sur l'harmonique 5 (pour couvrir la gamme 10 m en deux sous-bandes).

L_3 B = 3 tours.
$C_1 = C_2 = C_3 = 10$ pF.

Lorsqu'un adaptateur à transistors est utilisé à côté d'un émetteur (cas dans une station d'amateur), il est prudent de prévoir un dispositif ou une commutation quelconque qui court-circuite le circuit d'entrée de l'adaptateur durant les périodes d'émission ; ceci dans le but d'éviter la destruction à brève échéance du transistor H.F.

Si l'adaptateur est monté dans un coffret métallique formant blindage, il suffit généralement de placer deux diodes en tête-bêche connectées en parallèle sur les entrées « antenne-terre » de l'adaptateur (voir, par exemple, sur les figures IV-7 et VIII-6).

•

Une autre réalisation d'adaptateur OC à semi-conducteurs (ou de blocs de bobinages à sortie vers 1 500 kHz) est représentée sur la figure VIII-6.

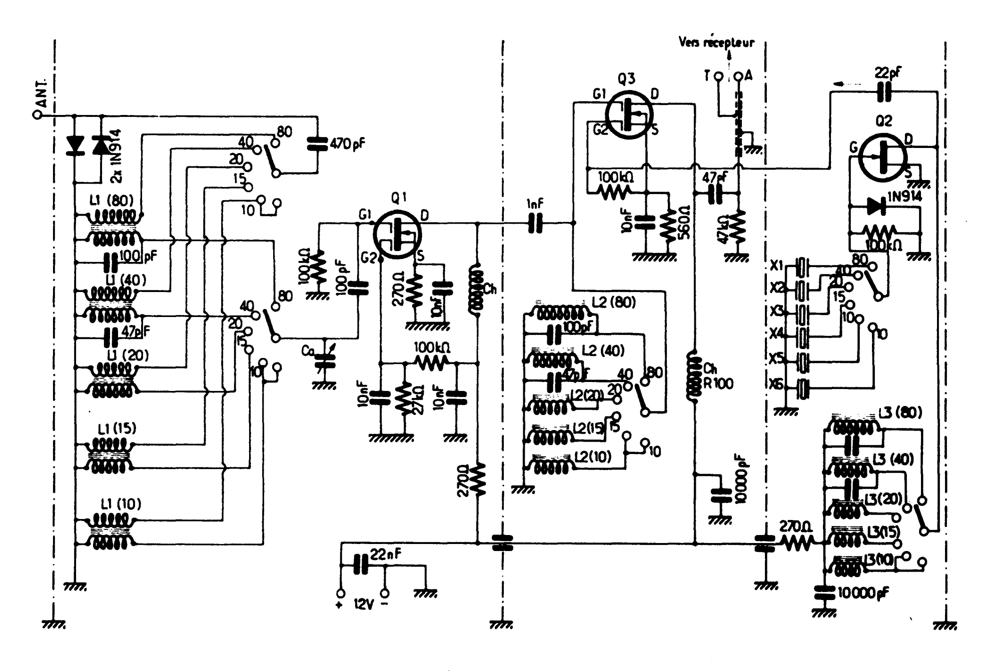


Fig. VIII-6

Le transistor Q_1 amplificateur H.F est du type 40673 (R.C.A.) MOS à double porte ; le transistor Q_3 changeur de fréquence est du même type. L'entrée est protégée des surtensions éventuelles H.F. par deux diodes limiteuses 1 N 914 montées en tête-bêche.

Le petit condensateur variable C_a (compensateur d'antenne) présente une capacité de l'ordre de 20 pF.

Quant au transistor FET oscillateur Q_2, il est du type MPF 102 (Motorola); une diode 1 N 194 en shunt sur la porte G évite une génération trop intense d'harmoniques.

En ce qui concerne les caractéristiques des bobinages et des quartz, on voudra bien se reporter à la description se rapportant au montage de la figure VIII-5. Il en est d'ailleurs de même en ce qui concerne les bandes de fréquences couvertes, la réalisation pratique, les réglages, l'utilisation, etc.

Partant d'un récepteur classique — disons d'un *bon* récepteur — pourvu qu'il soit sensible et sélectif dans la gamme P.O., il est tout de même facile d'obtenir un excellent récepteur de trafic à grandes performances pour un prix relativement modique, en tout cas fort loin du prix de revient d'un récepteur de trafic professionnel neuf.

Il sera toujours sage de refaire soigneusement l'alignement des étages M.F. et des circuits de la gamme P.O. du récepteur utilisé à la suite d'un adaptateur O.C. Ce récepteur peut être du type à lampes ou à transistors, du type de table ou être un autoradio... Tous les « mariages » sont possibles. L'adaptateur peut être alimenté par le récepteur ou avoir une alimentation autonome séparée... Dans tous les cas, l'utilisateur reste surpris des résultats obtenus.

•

§ 4. — Récepteurs complets à double changement de fréquence

1° Récepteur à transistors à partir de modules

La construction d'un récepteur de trafic par l'amateur est une besogne qui peut être grandement facilitée si on le conçoit sous forme de « modules ». Dans cet ordre d'idée, nous allons maintenant publier les détails de réalisation d'un récepteur conçu de cette façon et comportant trois modules :

la tête H.F. 5 bandes type HFB/3,0 ;

le module MF et détecteur AM/SSB type ZFB/3,0 ;

le module BF type NFB (12/9) SI.

Nous allons d'abord examiner chacun de ces modules ; ensuite, nous verrons leurs connexions entre eux pour la constitution d'un récepteur à double changement de fréquence (avec 1er M.F. sur 3 MHz et 2e M.F. sur 455 kHz).

Module H.F.

Les cotes d'encombrement de ce module sont données par la figure VIII-7. Le signal, collecté par l'antenne, est injecté sur l'enroulement primaire du transformateur H.F. de la bande 80 m de l'étage préamplificateur, à travers un filtre M.F. monté en série dans l'antenne (fig. VIII-8). Le secondaire de ce transformateur de la bande 80 mètres est constamment en service, car il est monté en parallèle sur le bobinage H.F. commuté. L'étage amplificateur travaille en base commune. La liaison avec l'étage suivant est du type capacitif. De cette façon, on obtient une amplification H.F. sensiblement constante sur toutes les bandes. Lors de la réception d'un signal relativement puissant, la caractéristique de fonctionnement du transistor d'entrée n'est que faiblement modifiée, donnant ainsi un bon rapport de transmodulation.

D'autre part, la faible valeur de l'impédance du circuit base faisant suite, permet un bon fonctionnement des circuits mélangeurs sans nécessité de neutralisation, tout en conservant une amplification suffisante pour donner un bon rapport signal/souffle.

L'étalement des bandes sur l'étage amplificateur est obtenu par des capacités additives montées en parallèle sur le condensateur variable. En ce qui concerne la bande des 80 mètres, la capacité d'étalement nécessaire est donnée par le condensateur ajustable et par les capacités fixes se trouvant dans le circuit. Un condensateur ajustable est ajouté pour les bandes 15, 20 et 40 mètres, et une capacité fixe est montée en parallèle sur le bobinage de la gamme 10 mètres.

Pour l'étage oscillateur, l'étalement des bandes est obtenu par l'utilisation conjointe d'un condensateur en série et d'un autre en parallèle.

Une capacité de faible valeur est montée

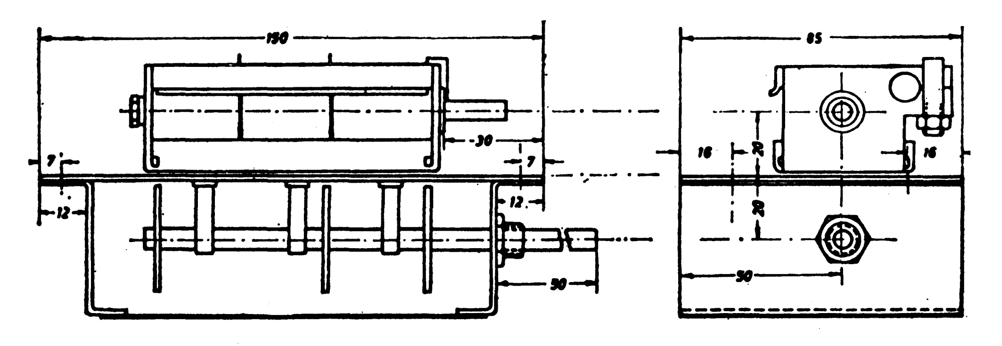


Fig. VIII-7

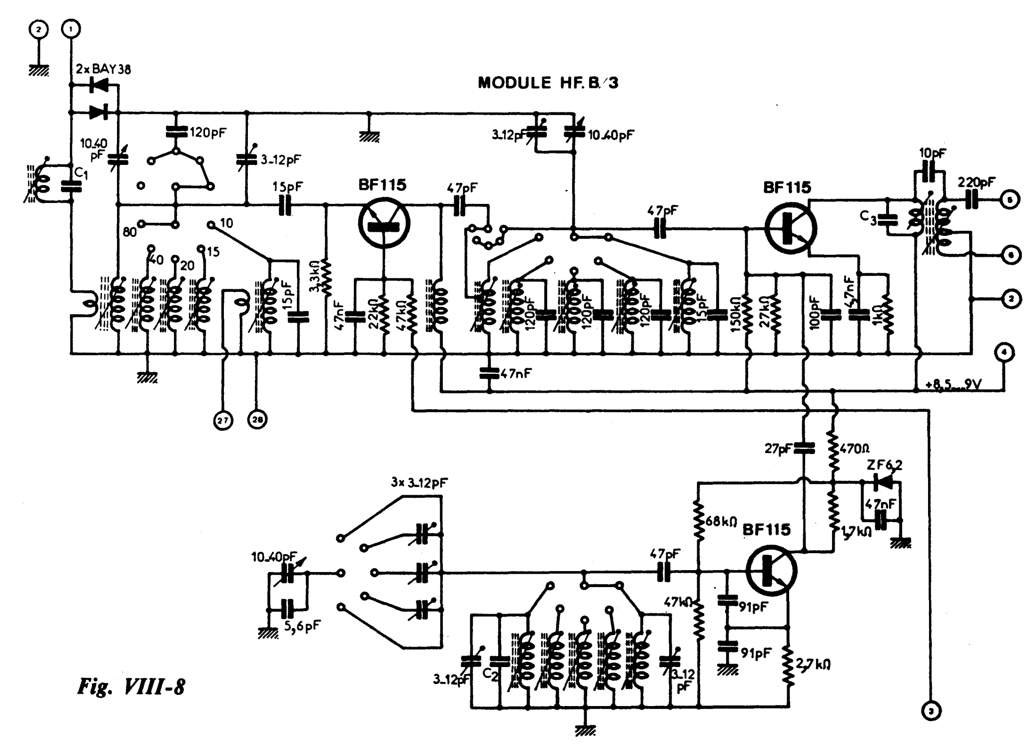


Fig. VIII-8

en parallèle sur le condensateur variable, afin de rendre linéaire la courbe d'accord des différentes gammes.

Le transistor de l'étage oscillateur fonctionne en collecteur commun. Ce montage donne un signal faible en harmoniques et se distingue par une influence réduite des paramètres « température/tension » sur la stabilité de fréquence.

Même avec des signaux d'entrée très forts, le signal issu de l'oscillateur est assez grand sur l'étage mélangeur pour atteindre un écart suffisant par rapport au signal d'entrée amplifié, permettant ainsi d'obtenir un fonctionnement linéaire de l'étage mélangeur.

A l'entrée « antenne », notons deux diodes BAY 38 montées en tête-bêche, destinées à protéger le transistor amplificateur H.F. contre la haute-fréquence rayonnée par l'émetteur de la station.

Avant de poursuivre, disons que les transistors indiqués tout au long de cette description peuvent fort bien être remplacés par des types correspondants identiques plus récents. En outre, en ce qui concerne plus particulièrement l'étage amplificateur HF que nous venons d'examiner, on pourra parfaitement envisager l'emploi d'un transistor MOS-FET à double porte (avec les avantages que cela comporte) en se reportant aux montages des figures IV-13 et 14.

Concernant les caractéristiques des bobinages nécessaires, nous pensons que les exemples suffisamment nombreux donnés dans cet ouvrage nous dispensent d'y revenir.

Module M.F. et détecteur AM/SSB

L'entrée du module M.F. est suivie d'un étage mélangeur qui transforme le signal

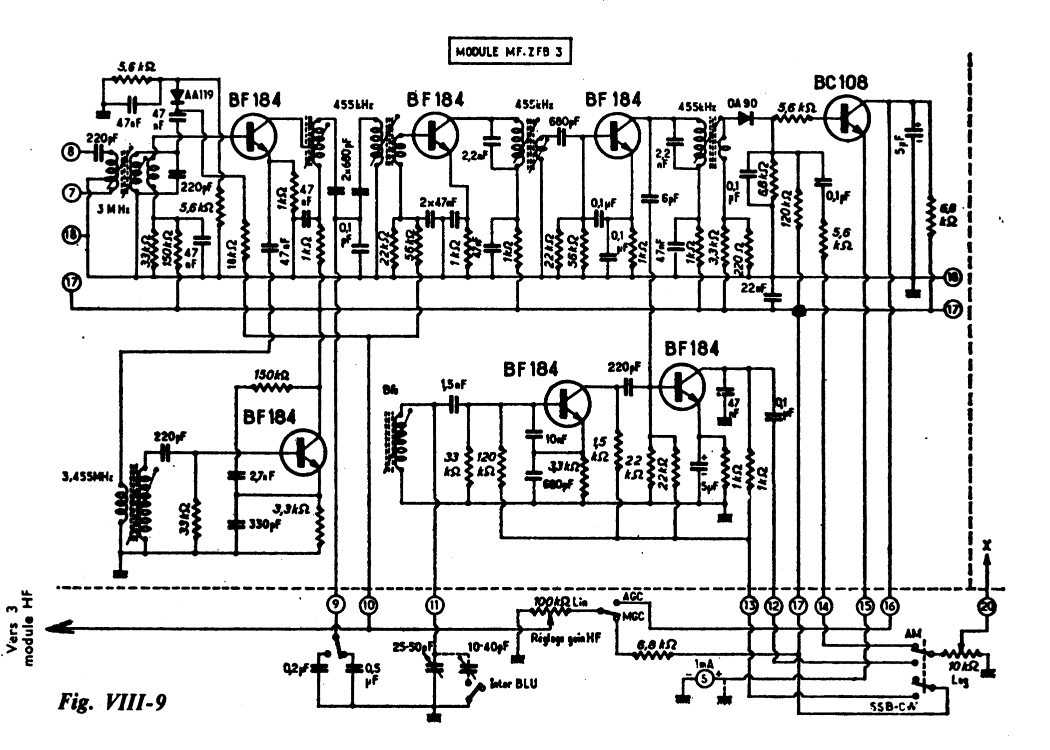


Fig. VIII-9

intermédiaire de moyenne fréquence 3 MHz en deuxième fréquence intermédiaire de 455 kHz. Entre les deux étages mélangeurs se trouvent deux filtres à circuits doubles et à grand coefficient de surtension donnant une telle sélectivité que la fréquence image est très amortie, pouvant être considérée comme négligeable dans le deuxième étage mélangeur (fig. VIII-9).

L'oscillateur sur 3 455 kHz et l'oscillateur du B.F.O. fonctionnent en base commune pour les raisons déjà citées à propos du module 5 bandes.

La sortie de l'étage mélangeur est suivie d'un filtre de bande à deux circuits accordés sur la fréquence intermédiaire de 455 kHz. Ces circuits sont réalisés dans des pots ferroxcubes de très grandes qualités. Le couplage entre les filtres est réalisé par capacité.

La largeur de bande est modifiable par commutation de condensateurs extérieurs (non inclus dans le module). Par ce procédé la largeur de bande (— 3 dB) peut varier entre 500 Hz et 3 500 kHz et ceci d'une façon légèrement asymétrique par rapport à la fréquence MF en direction du flanc inférieur.

Deux étages moyenne fréquence dont l'un est régulé, suivent l'étage mélangeur. Les impédances d'entrée et de sortie ont été choisies afin d'obtenir une marge de sécurité pour le fonctionnement de l'oscillateur et les conditions optimales de travail de l'amplificateur MF. La diode de détection reçoit une tension initiale d'environ 100 mV dans le sens direct afin d'augmenter le rendement pour la détection des signaux faibles.

L'amplificateur de V.C.A. (ou C.A.G.) équipé d'un transistor BC 108, sert également d'amplificateur pour le mesureur de champ ou « S-mètre ». Cet amplificateur reçoit une tension initiale à peine inférieure à la tension de déblocage, afin que le S-

mètre fournisse une indication progressive, même à partir de signaux faibles.

Le fonctionnement du V.C.A. est facile à comprendre.

Un signal déclenchant le processus de régulation automatique introduit après la diode de démodulation une tension positive vers la masse qui commande le transistor de l'amplificateur de V.C.A. dans le sens de l'augmentation du courant collecteur. Le S-mètre donne alors une indication dans le sens positif et la tension collecteur diminue par chute de tension sur la résistance collecteur. De ce fait, diminue également la tension qui, pour la fixation de leur point de travail, est amenée aux transistors régulés, par l'A.V.C. en passant par le diviseur de tension de base. Le courant collecteur des transistors régulés diminue, et aussi l'amplification.

La régulation est encore amplifiée par le régulateur d'amortissement à diode sur le filtre de bande devant le deuxième changement de fréquence. Ce système est très efficace et le récepteur n'est pas encore saturé avec des signaux de 50 mV (S9 + 60 dB). Le démodulateur SSB est composé de l'étage oscillateur B.F.O. et d'un détecteur de produit. Le signal de l'oscillateur B.F.O. est prélevé sur le collecteur. La réception de forts signaux M.F. ne provoque aucun glissement de fréquence.

Le détecteur de produit qui suit est commandé pour une part importante par le signal porteur. Il en résulte une détection linéaire difficilement saturable.

Module B.F. (fig. VIII-10)

Le module basse fréquence comporte trois étages. L'étage final, du type sans transformateur, utilise deux transistors complémentaires AC176/AC173.

L'impédance de sortie optimale est de 5 Ω. Mais des valeurs plus élevées peuvent être utilisées, la puissance de sortie diminuant proportionnellement en fonction inverse de la valeur de Z. L'amplificateur B.F. comporte d'autre part un circuit de stabilisation avec diode Zener et transistor qui a comme caractéristique principale une faible résistance interne, d'où un très bon facteur de stabilisation. La tension stabilisée est de 9 V, ce qui permet d'alimenter les modules H.F. et M.F. prévus pour cette tension. Ainsi, les ronflements et auto-oscillations ne sont pas à craindre et le fonctionnement de l'oscillateur local n'est pas perturbé.

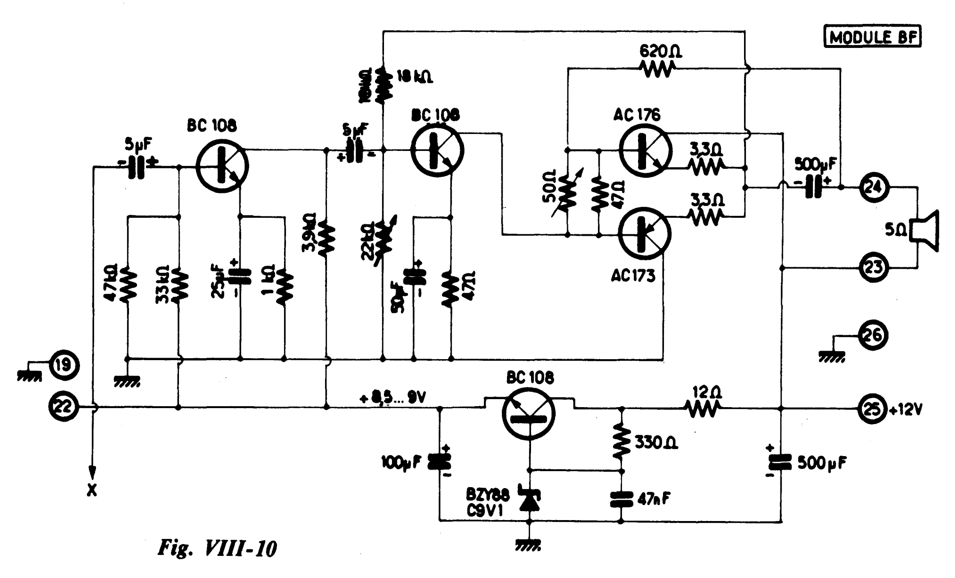


Fig. VIII-10

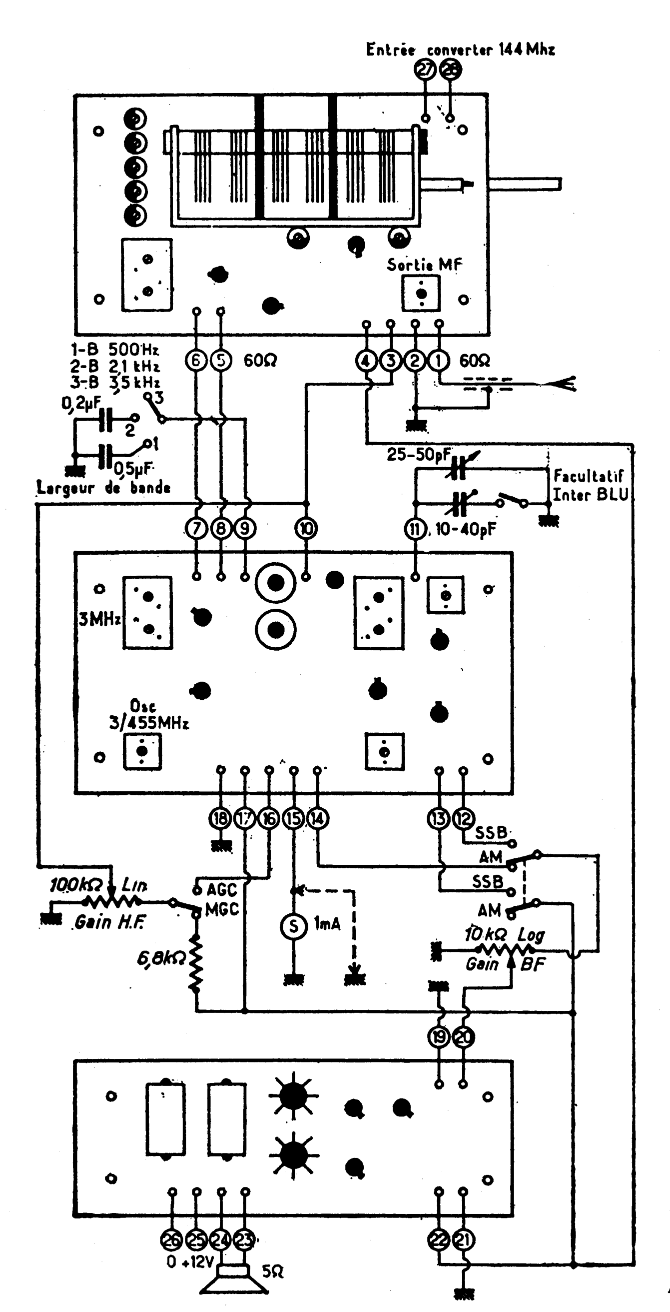

Entrée converter 144 Mhz
Sortie MF
1-B 500 Hz
2-B 2,1 kHz
3-B 3,5 kHz
60Ω
60Ω
0,2µF
0,5µF
Largeur de bande
25-50pF
Facultatif
Inter BLU
10-40pF
3MHz
Osc
3/455MHz
SSB
AM
SSB
AM
100kΩ Lin
Gain H.F.
AGC
MGC
6,8kΩ
1mA
10kΩ Log
Gain BF
0 +12V
5Ω

Fig. VIII-11

Même avec une tension inférieure à la tension nominale, la sensibilité du récepteur n'est pas diminuée, seule la puissance B.F. diminue. A cause d'une forte contre-réaction de tension continue, la répartition symétrique de charge de l'étage final sans transformateur est conservée pour une large plage de tensions.

Instructions de montage pour réaliser un récepteur de trafic « amateurs » à l'aide de ces modules

L'assemblage de ces modules peut être fait dans n'importe quel ordre, les uns au-dessous ou à côté des autres. Cependant, il faut penser à l'entretien ou au dépannage éventuel et ceci n'est possible que si les modules sont accessibles par dessus ou par dessous sans démontage de l'ensemble. La longueur des fils de liaisons est peu critique. Les câbles blindés ou les tôles de blindage sont superflus. Le condensateur variable de l'étage H.F. peut être enlevé pour être fixé ailleurs, un *léger* allongement des fils reliant le condensateur aux bobinages est admissible.

Les alimentations secteur sans circuit de stabilisation sont à proscrire.

Le schéma de raccordement est donné par la figure VIII-11.

Pour la réalisation d'un récepteur de trafic il est recommandé d'utiliser le module NFB 12/9 tel qu'il est représenté. Celui-ci est également alimenté avec le – à la masse excluant ainsi les possibilités d'accrochage. D'autre part, il comprend un circuit de stabilisation (fig. VIII-10) qui fournit une tension d'alimentation régulée pour les modules H.F. et M.F.

L'amplification H.F. peut être régulée automatiquement ou manuellement, ainsi que le montre le schéma. A.G.C. signifie « Automatic Gain Control » (Réglage Automatique de Gain) et M.G.C. signifie « Manual Gain Control » (Réglage Manuel de Gain). Si l'on ne veut pas monter le réglage d'amplification H.F., il faut relier entre elles les bornes 15, 10 et 3. Il est cependant déconseillé de supprimer cet organe de régulation. Lors de la réception d'émetteurs SSB puissants, il est avantageux de couper l'A.G.C. et de régler l'amplification manuellement. Lorsque le module H.F. est utilisé sans module M.F., par exemple comme convertisseur devant un récepteur à lampes, on peut brancher le réglage d'amplification H.F. comme indiqué sur le schéma, pour le module H.F. seul. Si l'on ne désire pas le monter, il faut relier ensemble les bornes 3 et 4.

La largeur de bande de l'amplificateur M.F. peut être commutée sur trois positions comme indiqué sur le schéma. Si l'on ne désire pas ce réglage, la cosse 9 reste libre. La largeur de bande est alors de 3,5 kHz.

Le module M.F. comporte une prise pour brancher un appareil de mesures ou S-mètre. L'appareil à cadre prévu doit avoir une sensibilité de 1 mA. Pour utiliser un appareil plus sensible, par exemple 0,5 mA, il faudra shunter l'instrument de façon à situer un signal « S9 » à environ 60... 75 % de la déviation totale. Si l'on n'utilise pas le S-mètre, il faut mettre la cosse 16 à la masse.

Dans le cas de réception de signaux très importants, il y a danger de destruction du transistor d'entrée du module H.F. Le niveau d'entrée ne doit pas dépasser 1 à 2 V efficaces. A cet égard, les transistors sont bien plus fragiles que les tubes électroniques relativement robustes.

En utilisation en récepteur fixe, en liaison avec un émetteur puissant, il est indispensable d'effectuer la commutation antenne avec le plus grand soin. Le câble d'antenne récepteur doit être mis à la terre en position « Emission » et ceci avant la commutation de l'émetteur.

Deux diodes de commutation rapides, branchées tête-bêche en parallèle sur l'entrée antenne, forment un circuit de protection efficace.

Adjonction d'un converter « 2-mètres » (144 MHz).

Pour le raccordement d'un converter 2 mètres, tel le MB 22 dont le schéma est donné par la figure VIII-12, une entrée séparée a été prévue, par un enroulement de couplage sur le corps de la bobine du circuit d'entrée 28 MHz du module H.F. Le

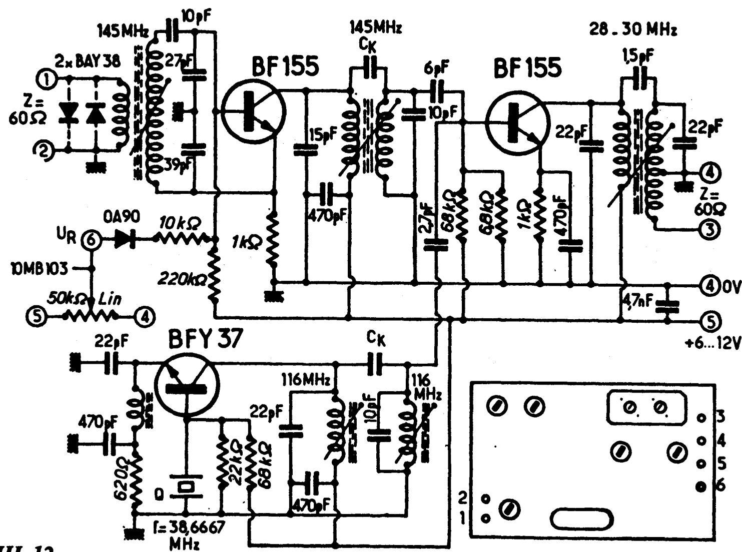


Fig. VIII-12

converter peut rester branché en permanence sur cette bobine. Ce branchement n'affecte que très peu la sensibilité de cette gamme et économise un inverseur.

Au cas où cela s'avèrerait nécessaire voici le processus à suivre pour vérifier et re-régler éventuellemnt les différents circuits.

a) Module H.F.

Réglage des oscillateurs pour « couvrir » la bande prévue.

Cet ajustage s'effectue par variation L-C, c'est-à-dire de l'induction de la bobine et de la capacité du trimmer.

Sur les bandes 80 et 10 mètres, les bandes sont étalées par condensateur en parallèle.

Dans ce cas, une augmentation de la capacité du trimmer entraîne une augmentation de l'étalement de la bande. Sur les autres bandes, les rapports sont inversés par l'étalement par condensateur en série.

Commencer par la bande 10 m sur 28 MHz (condensateur variable complètement rentré), ajuster les trimmers des étages H.F. et mélangeur sur le maximum de réception. Répéter ce réglage plusieurs fois jusqu'à l'obtention d'un synchronisme total.

En ce qui concerne les autres gammes, il suffit de régler le noyau des bobines H.F. et mélangeur sur le centre de la bande. Si la bande 10 m a été bien réglée, le synchronisme est obtenu automatiquement par ce réglage.

Ajuster ensuite le circuit de sortie MF sur une réception maximum de cette fréquence intermédiaire.

b) Module M.F.

1 — Injecter le signal 455 kHz sur le collecteur du dernier transistor en passant par la capacité de couplage et ajuster au maximum les circuits du filtre de bande qui suit.

Procéder ainsi pour chaque transistor en remontant vers l'entrée du module.

2 — Introduire un signal de 3 MHz aux cosses 7 et 8. Tourner le noyau de l'oscillateur jusqu'à la réception de ce signal ; mettre le cas échéant le commutateur de largeur de bande en position 0,5 kHz. Réajuster une fois de plus tous les circuits 455 kHz sur le maximum ainsi que le filtre d'entrée 3 MHz.

3 — Mettre le condensateur variable du BFO en position centrale et le commutateur



Fig. VIII-13

Antenne fouet télescopique
Ant
12pF
Terre
100pF
CV1
CV2
Préampli "RF"
P1
gain "RF"
Quartz 500kHz
oscillateur de calibrage
K1
Calibration
coupure d'alimentation
+Vcc
1pF
mélangeur changeur de fréquence
K2
455kHz
4,034MHz
Ligne de CAV simple
oscillateur local
CV3
FI sur :
455kHz
3,579MHz
K3
+Vcc (alimentation)
1er étage FI ou 2è mélangeur
2è oscillateur local
Quartz 3,579MHz
330Ω
Filtres céramiques
Vu-mètre (ou S-mètre)
Zéro
10kΩ
2ème étage FI
3ème étage FI
Sur le transfo
Réseau
0
220V
120V
Alimentation
D3
+Vcc (12V)
6V
accu internes
6V
68Ω
Voyant
D5
D4
Fiche spéciale
+12V (Accu extérieur)
Contact (bouton poussoir)
Voyants de cadran
K7
M
A
Inter Arrêt/Marche
VCA amplifié
0,47μF
100kΩ
0,1μF
10kΩ
0,1μF
D1
D2
33kΩ
+Vcc
5nF
VCA
K4
MVC
12pF
Amplificateur de CAV
ANL
OFF
68kΩ
68kΩ
2μF
0,22μF
10kΩ
3kΩ
D6
50nF
47kΩ
Filtre anti parasite
+Vcc
K5
MA
CW/SSB (entretenues pures et BLU)
Détection MA
Détecteur de produit
K6
MA
CW/SSB
Oscillateur local BFO
Volume contrôle
Préampli AF 2 transistors
Muting
K8
Attente
Fonct.
+Vcc
Ampli de puissance AF
100Ω
JACK
HP Z = 16Ω

Fig. VIII-14

de trafic sur CW/SSB. Ajuster le circuit BFO sur le battement zéro à l'aide du noyau.

4 — Réglage du commutateur de bande latérale :

Par le générateur H.F. ou par l'antenne, transmettez un signal stable sur la bande 80 m. Couper le trimmer B.L.U., mettre le commutateur de largeur de bande sur la position 2,1 kHz, dérégler faiblement le récepteur à l'aide du C.V. vers le bas de façon à entendre un faible sifflement provoqué par l'A.G.C. et les flancs raides des filtres. Dans cette position, ajuster avec le noyau de la bobine du B.F.O. le battement zéro. Dérégler ensuite le récepteur (toujours à l'aide du C.V.) légèrement dans le sens opposé, brancher le trimmer à l'aide du commutateur de bande latérale, et régler le trimmer sur le battement zéro.

Important pour la réception S.S.B.

Une réflexion des bandes latérales est produite par la fréquence des oscillateurs du module H.F. situé au-dessus de la fréquence de réception. Celle-ci est donc faite sur la bande latérale supérieure pour les bandes 80 et 40 m et sur la bande latérale inférieure pour les autres bandes.

•

2° Récepteur GR 78 Heathkit

La photographie de la figure VIII-13 montre l'aspect du récepteur GR 78, et son schéma synoptique fonctionnel est représenté sur la figure VIII-14.

Une batterie au cadmium-nickel, dont il est muni en permanence, lui permet une large autonomie de fonctionnement. Cette batterie est rechargeable par le circuit d'alimentation 110/240 V.

L'utilisation des transistors très récents comme les transistors à effet de champ H.F. et V.H.F. et des filtres céramiques dotent ce récepteur d'une sensibilité et d'une sélectivité exceptionnelles.

Le calage sur la station désirée est précis grâce à l'emploi d'un large étalement de fréquence sur le cadran, auquel vient s'ajouter un système de bande étalée très original et des plus efficaces.

On trouve également sur cet appareil toutes les caractéristiques essentielles d'un récepteur de trafic, à savoir : limiteur automatique de bruit, contrôle automatique de volume (CAV ou antifading), détecteur de produit (BFO) pour la réception des entretenues pures (CW) et des bandes latérales uniques (BLU ou SSB).

La puissance disponible n'est pas très élevée (300 à 400 mW), mais suffisante pour exciter le haut-parleur interne, de faible diamètre, mais de grand rendement acoustique.

L'écoute peut se faire aussi au casque ; un circuit de « muting » doublé par un inverseur marqué « Standby-RCV » peut en couper la ligne à tout instant.

Le coffret comporte une antenne télescopique rétractable en totalité — mais une prise antenne extérieure peut, éventuellement, suppléer à son fonctionnement ; cette prise ne se justifie réellement que pour les gammes A et B (fréquences basses).

Le schéma général de ce récepteur est donné, en quatre parties, sur les figures VIII-15 A, B, C et D. Examinons-en les divers circuits.

Circuits d'entrée. — L'antenne-fouet tombe quasi-directement sur le circuit accordé d'entrée. La prise d'antenne extérieure est séparée par une capacité de 12 pF ;

Vient ensuite un premier étage RF à gain variable, au moyen d'un potentiomètre doublant, à l'avant, le volume sonore.

Calibrage. — Un 2e circuit accordé précède le changeur de fréquence. A ce niveau, on trouve également un oscillateur de calibrage à quartz fonctionnant sur 500 kHz.

Lorsqu'il est alimenté, une interférence peut se produire avec toutes stations calées sur un multiple de 500 kHz ; mais son but principal est de vérifier l'étalonnage du cadran. Pour ce faire, on actionne également le détecteur de produit, système qui permet de mettre en évidence une onde entretenue pure (CW) : un sifflement doit apparaître tous les 500 kHz.

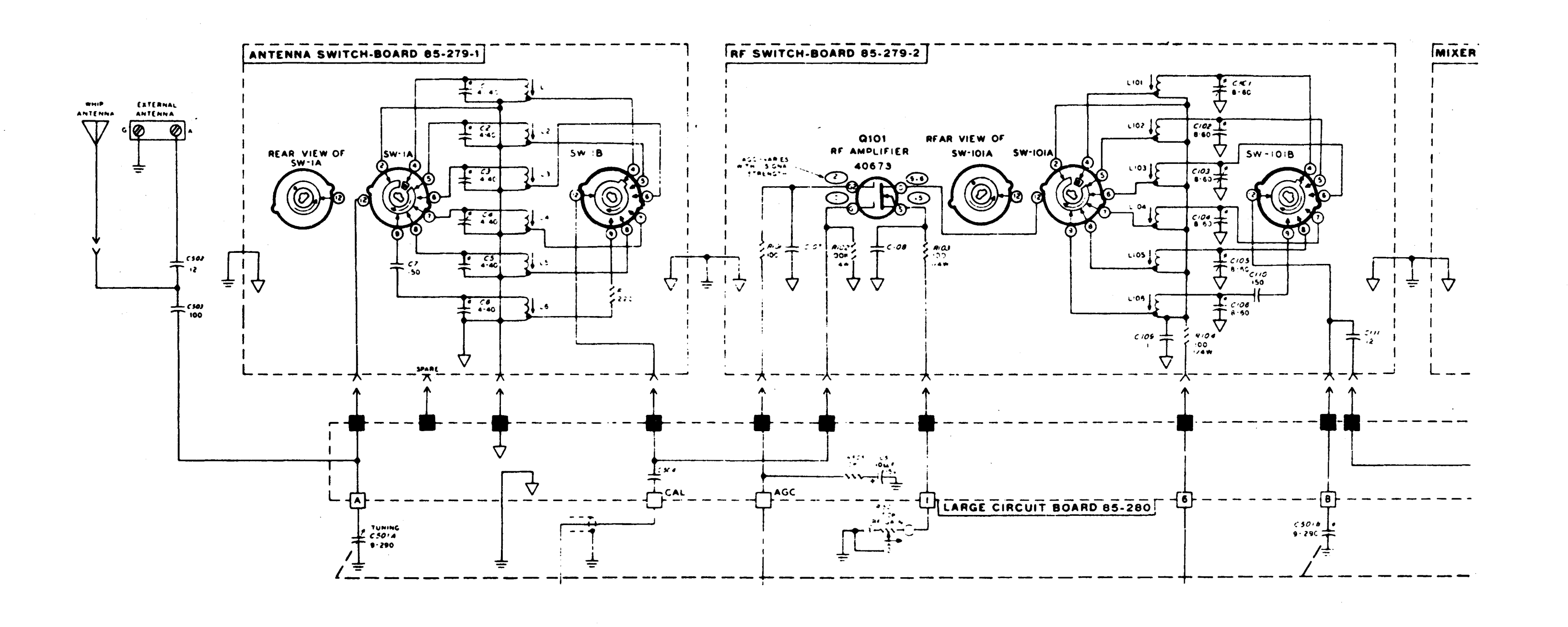

WHIP
ANTENNA
EXTERNAL
ANTENNA
ANTENNA SWITCH-BOARD 85-279-1
REAR VIEW OF
SW-1A
SW-1A
SW-1B
SPARE
RF SWITCH-BOARD 85-279-2
Q101
RF AMPLIFIER
40673
REAR VIEW OF
SW-101A
SW-101A
SW-101B
MIXER
CAL
AGC
LARGE CIRCUIT BOARD 85-280
TUNING
C501A
9-290

Fig. VIII-15A

OSCILLATOR SWITCH-BOARD 85-279-4

SW-301A

SW-301C

SW-301B

REAR VIEW OF SW-301B

Q301 LOCAL OSCILLATOR 40468

BANDSPREAD C303 7-18.7

C301C 8-255

BLK-GRN

SWITCH-BOARD 85-279-3

455 KHz

4.034 MHz

SW-201

Q201 MIXER 40673

REAR VIEW OF SW-201

Fig. VIII-15B

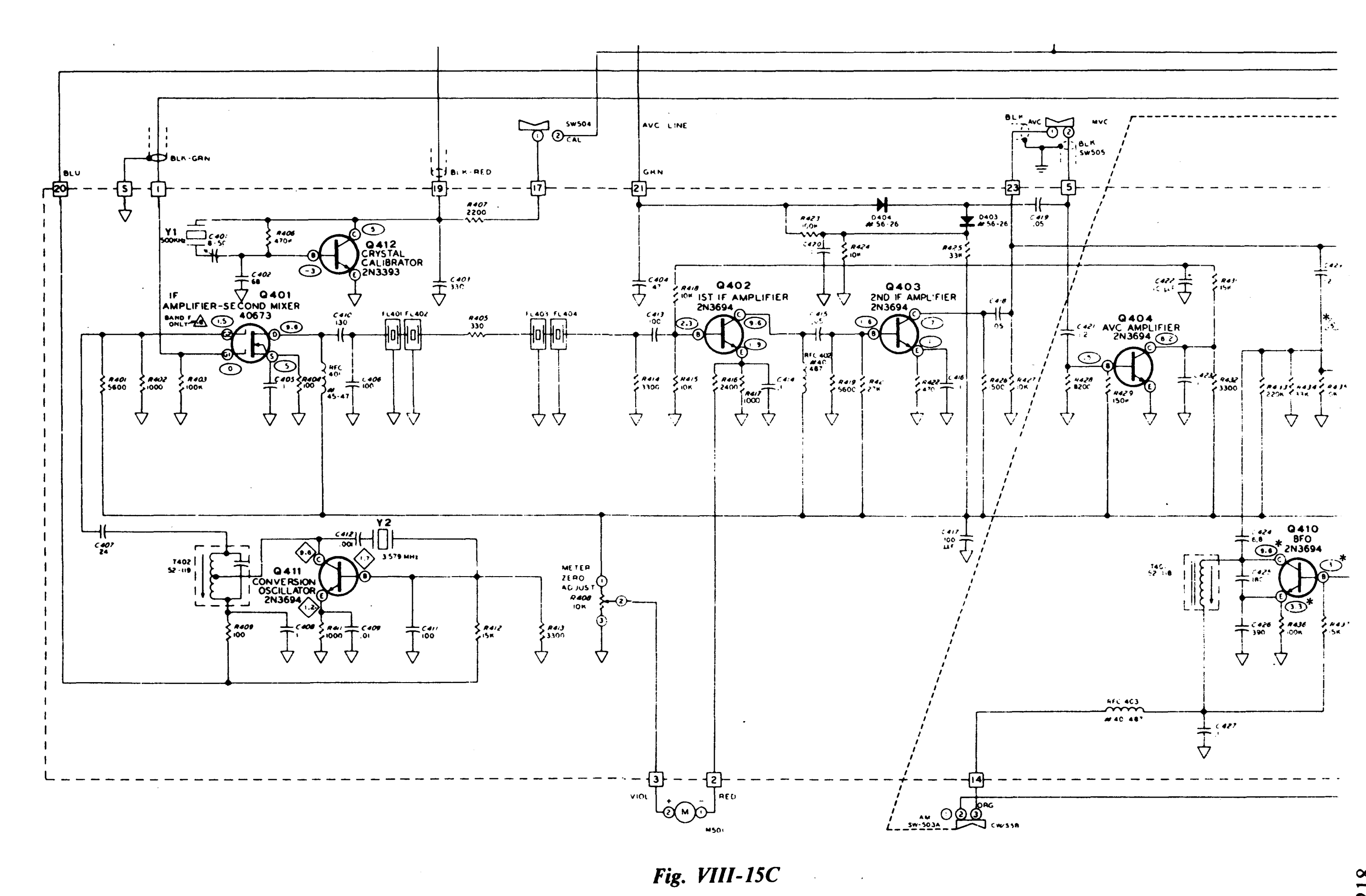

Q401
IF
AMPLIFIER-SECOND MIXER
40673
Q411
CONVERSION
OSCILLATOR
2N3694
Q412
CRYSTAL
CALIBRATOR
2N3393
Q402
1ST IF AMPLIFIER
2N3694
Q403
2ND IF AMPLIFIER
2N3694
Q404
AVC AMPLIFIER
2N3694
Q410
BFO
2N3694
Y1
500KHz
Y2
3.579 MHz
METER
ZERO
ADJUST
R408
10K
AVC LINE
SW504
CAL
SW505
AVC
MVC
BLU
BLK-GRN
BLK-RED
GRN
RED
VIOL
M501

Fig. VIII-15C

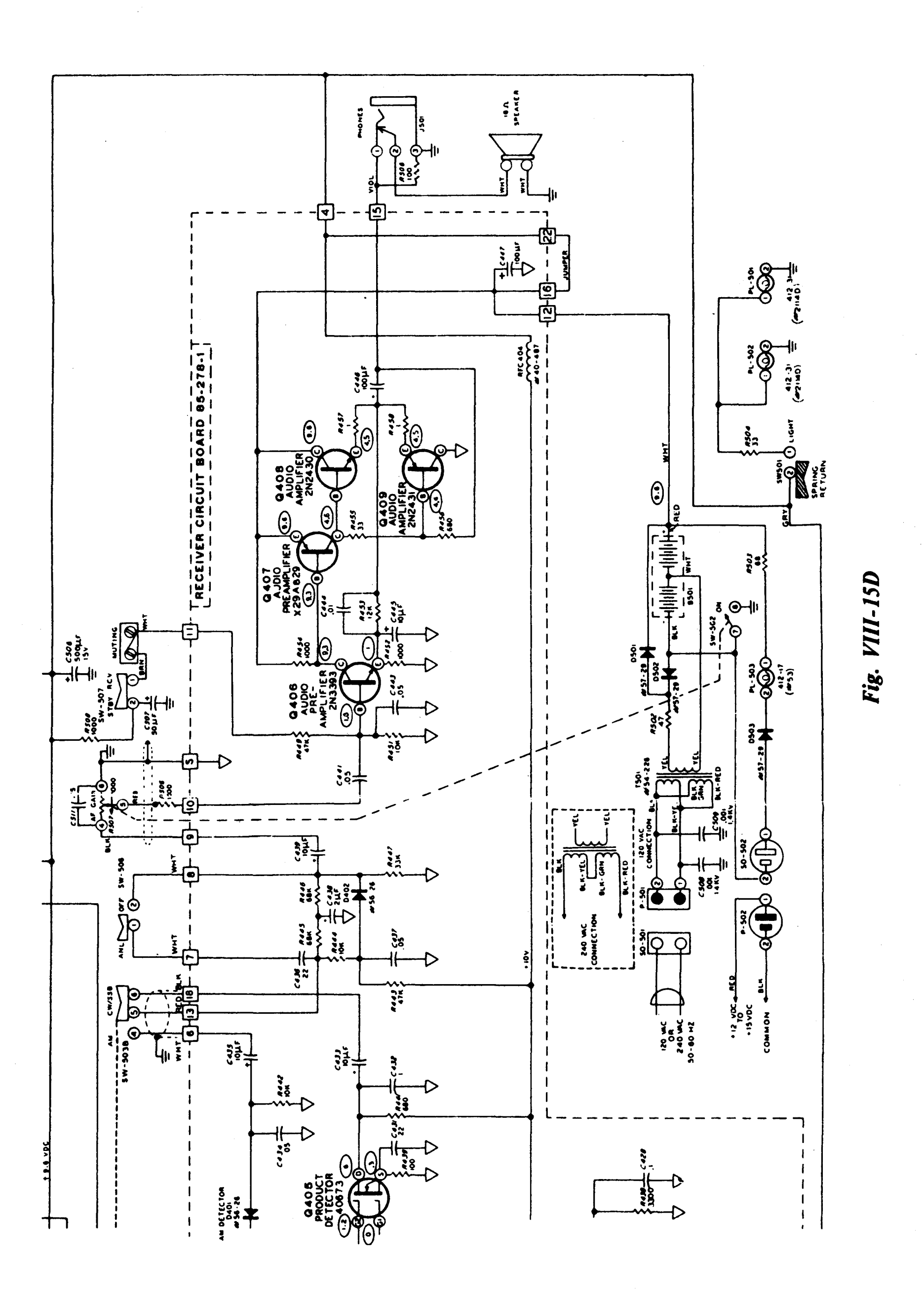

RECEIVER CIRCUIT BOARD 85-278-1
Q408 AUDIO AMPLIFIER 2N2430
Q409 AUDIO AMPLIFIER 2N2431
Q407 AUDIO PREAMPLIFIER X29A829
Q406 AUDIO PRE-AMPLIFIER 2N3393
Q405 PRODUCT DETECTOR 40673
SPRING RETURN
JUMPER

Fig. VIII-15D

Changement de fréquence — Le changeur de fréquence débouche sur un circuit FI de 455 kHz pour les premières gammes et de 4,034 MHz pour les fréquences allant de 18 à 30 MHz.

Le premier étage qui suit est donc, soit un amplificateur sur 455 kHz, soit un second changeur de fréquence.

Dans ce dernier cas, un oscillateur local stabilisé par quartz local sur 3,579 MHz permet les conditions du 2e mélange. Il en ressort finalement une fréquence intermédiaire à 455 kHz.

Etages et filtres F.I. — Un ensemble de 4 filtres céramiques sélectionne une bande de fréquence de 9 kHz environ : ce sont ces circuits qui assurent une grande sélectivité au récepteur.

Le 2e étage F.I. qui suit relève fortement le niveau du signal incident, mais son amplification est efficacement contrôlée par un A.V.C.

AVC amplifié. — Cet étage F.I. alimente aussi un S-mètre indicateur d'accord à aiguille. La liaison au 3e étage se fait au moyen d'une simple cellule R-C. En effet, après le processus de filtrage F.I. par filtre céramique (identique aux filtres à quartz), point n'est besoin d'employer des transformateurs ou des circuits couplés à bobinages.

Le 3e étage F.I. ne comporte pas non plus de circuits LC ; aucun CAV n'y aboutit. Ceci permet l'attaque en force de la détection.

Circuits de CAV (antifading). — On remarquera aussi, à ce niveau du schéma, un système de CAV simple, mais fournissant néanmoins une tension très efficace, grâce au branchement en doubleur de tension des diodes D_1 et D_2.

Un interrupteur permet la suppression du CAV ; l'indicateur d'accord est alors supprimé.

Quant au CAV amplifié, il fait appel à un transistor qui détecte et amplifie la composante continue de détection.

Détection MA simple et système BFO. — Un inverseur K_5 choisit entre la détection d'amplitude classique et le détecteur de produit. Cet étage reçoit donc non seulement le signal F.I. incident, mais la tension locale d'un oscillateur BFO. Il s'ensuit un battement de hauteur variable selon l'accord sur la station à recevoir. Si l'émission s'effectue en « entretenues pures » (télégraphie), on recueille une tonalité BF. Si l'accord du récepteur est correctement calé sur le flanc du spectre capté, on peut aussi recueillir la modulation d'une émission à bande latérale unique (BLU), le BFO se substituant à la porteuse supprimée.

Circuit antiparasite. — Vient, ensuite, un système antiparasite qui réduit l'importance du bruit et des parasites ; la tonalité de l'écoute devient naturellement plus grave. Ceci s'explique par l'emploi d'un filtre en « T » ponté par une diode polarisée. Celle-ci écrête tous les bruits au-dessus d'un certain seuil. Enfin, c'est la nature même du filtre qui chute tous les sons aigus situés au-delà de 1,2 kHz (dérivation fortement capacitive vers la masse).

Amplificateurs AF. — Après le volume contrôle, nous trouvons, ensuite, un étage préamplificateur A.F. qu'un inverseur (K8) peut couper, en attente ; une connexion extérieure (sortie « muting ») peut faire de même à distance, par exemple.

A la suite d'un 2e préamplificateur, un amplificateur de puissance auto-déphaseur alimente finalement un haut-parleur de 16 Ω ; le haut-parleur peut être coupé par un jack lorsqu'on branche un casque d'écoute.

Alimentation. — L'alimentation « secteur » charge en permanence deux accumulateurs de 6 V branchés en série aussitôt *que la prise de courant est branchée sur le réseau ;* l'interrupteur « marche-arrêt » ne coupe en effet que les circuits du récepteur. On débranchera donc le cordon secteur au bout d'une charge de 8 heures environ. On ne remarque pas de condensateurs de filtrage, car les diodes sont branchées de telle sorte que les accumulateurs servent de batterie-tampon. On peut donc admettre que ce système n'apporte aucun ronflement.

Un branchement extérieur sur accumulateur 12 V peut se pratiquer sans danger à cause de la diode D_5. Les polarités étant respectées, un voyant s'allume.

Enfin, pour économiser l'accumulateur, les ampoules de cadran sont éteintes en permanence ; un bouton-poussoir permet de les allumer lorsqu'on recherche la station.

•

3° Récepteur « amateurs » double CF à transistors (CW-BLU)

Le schéma fonctionnel de la figure VIII-16 montre qu'il s'agit d'un récepteur à double changement de fréquence pour les gammes d'amateur : convertisseur à quartz bandes 3,5 à 29,7 MHz ; deuxième changement de fréquence de 2 300 à 3 000 kHz (oscillateur variable V.F.O. de 2 755 à 3 455 kHz) ; moyenne fréquence de sortie = 455 kHz.

porte et l'injection de l'oscillateur variable V.F.O. sur l'autre porte. Le V.F.O. proprement dit (Q_5) est suivi d'un étage amplificateur (Q_6) élevant la tension d'injection aux environs de 2 V. Le signal incident (2 300 à 3 000 kHz) est appliqué à une porte de Q_3 par l'intermédiaire de deux circuits accordés faiblement couplés (12 pF).

Cet ensemble doit être sérieusement blindé afin d'éviter des réceptions perturbatrices en direct ou les harmoniques du V.F.O.

Pour la B.L.U., on utilise un filtre type FTD 41 de la CSF ; en complément, sur la figure VIII-18, nous indiquons les connexions et les modifications pour les utilisations éventuelles, soit d'un filtre Collins F 455 FB 21, soit d'un filtre Kokusaï.

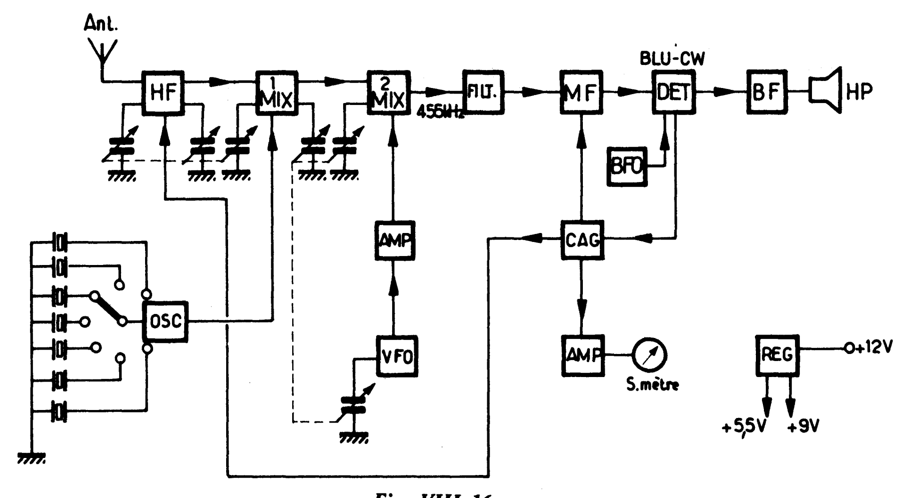


Fig. VIII-16

Reportons-nous maintenant à la figure VIII-17. L'étage H.F. présélecteur (Q_1) et le premier convertisseur (Q_2) couvrent la bande de 3,5 à 30 MHz en deux gammes. L'oscillateur à quartz (Q_4) utilise un jeu de sept quartz dont les fréquences sont indiquées sur la figure. La liaison entre les étages H.F. et mixer se fait par un double circuit accordé ; pratiquement, il est bon de réaccorder ce présélecteur environ tous les 50 kHz. Le deuxième changement de fréquence (Q_3) reçoit le signal incident sur une

Pour la CW, on utilise un filtre actif à quartz (Q_7-Q_8) tiré d'un montage paru dans QST.

Nous avons :

D' = D" = 1N 4151
Q_1 = MFE 3007 (Motorola)
Q_2 = Q_3 = MFE 3008 (Motorola)
Q_4 = BF 371 - BF 173 - BF 197
Q_5 = 3N 128 - 40468 A (R.C.A.)
Q_6 = BF 184 - BF 395 - BF 233 - BF 194
Q_7 = Q_8 = BSY 62 - BSY 70.

Nota :

a) Les transistors MOS-FET indiqués peuvent être remplacés par des types correspondants :

Q_1, Q_2, Q_3 = BF 351, BF 353, 3N 201 ou 3N 203 ;

Q_5 = BFR 29, 3N 143 ou 3N 152.

b) Les deux bobines d'arrêt marquées *Ch* au-dessous du transistor Q_6 peuvent être constituées par 40 à 50 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 1 ou 2/10 mm sur un bâtonnet de ferrite de 3 à 4 mm de diamètre (nullement critique).

c) Quant aux autres bobines d'arrêt dont le coefficient de self-induction est in-

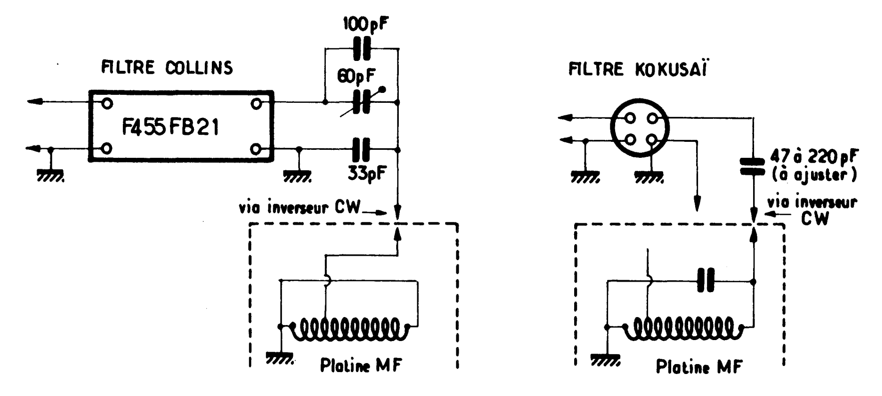


Fig. VIII-18

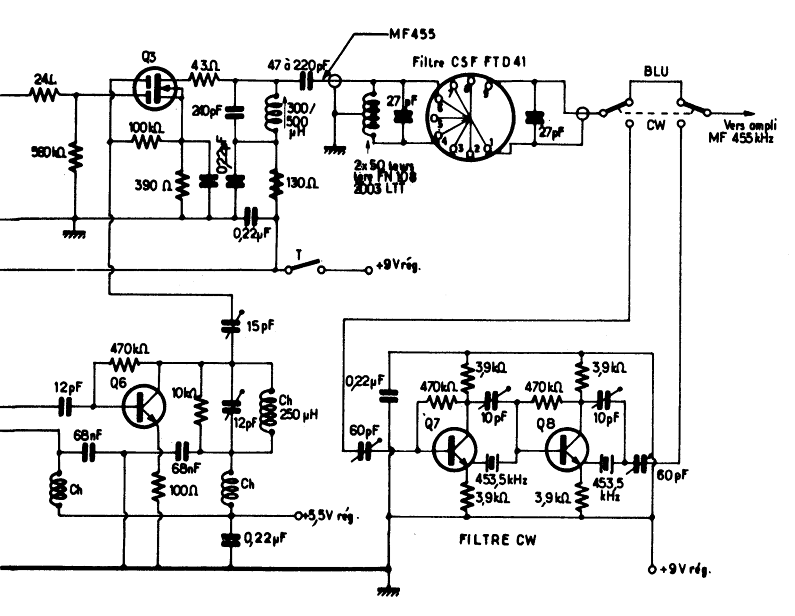


Fig. VIII-17

diqué, il s'agit de bobines d'arrêt commerciales du type moulé (Omnitech, Radio Voltaire, etc.).

L'amplificateur MF 455 kHz (fig. VIII-19) comporte deux transistors Q_9 et Q_{10} réglés pour un fonctionnement à gain moyen ; compte tenu du montage de C.A.G. adopté, cet amplificateur donne une excellente régulation du gain. Les transformateurs M.F. employés sont du type classique pour transistors.

Le détecteur de produit est équipé d'un transistor à effet de champ double porte (Q_{11}).

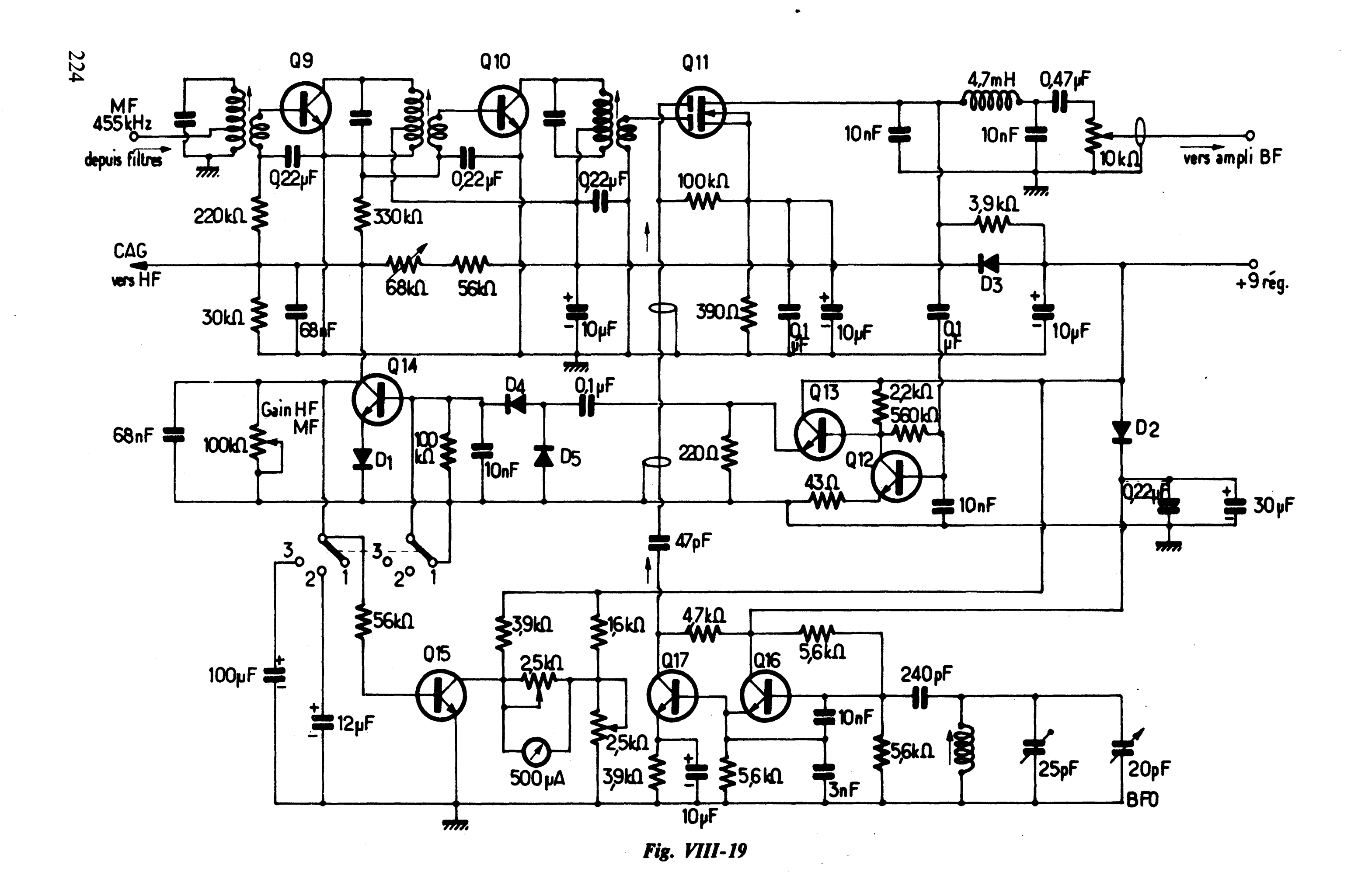
Pour la C.A.G., les signaux sont prélevés *à la sortie* du détecteur de produit, puis amplifiés par Q_{12} et Q_{13}, détectés par D_4 et D_5, et enfin appliqués au transistor Q_{14} dont la résistance interne « émetteur-collecteur » varie avec l'amplitude de ces signaux, modifiant ainsi la tension de C.A.G. Un inverseur à trois positions court-circuite la C.A.G. (position 1) et procure deux valeurs différentes de constante de temps (positions 2 et 3) pour cette C.A.G. Les dispositions prises font que l'étage H.F. fonctionne toujours avec un gain beaucoup plus près du maximum que l'étage M.F. ; cela permet de conserver dans tous les cas un rapport « signal/souffle » favorable.

Le transistor Q_5 est un amplificateur de courant continu pour la commande du « S-mètre ».

Le BFO est du type variable (CV de 20 pF) avec le transistor Q_{16} oscillateur et le transistor Q_{17} en amplificateur tampon. Le bobinage du BFO peut être constitué par un enroulement prélevé sur un transformateur MF 455 kHz. Il est évidemment possible d'utiliser un BFO à deux quartz (pour la USB et pour la LSB) ; dans ce cas, on pourra s'inspirer du montage publié plus loin dans cet ouvrage (voir chapitre XVII, § 5).

Nous avons :

Q_9 = Q_{10} = BF 237 - BF 288 - BF 185
Q_{11} = MFE 3008 (Motorola)



Q9
Q10
Q11
MF
455kHz
depuis filtres
0,22µF
0,22µF
0,22µF
220kΩ
330kΩ
100kΩ
4,7mH
0,47µF
10nF
10nF
10kΩ
vers ampli BF
3,9kΩ
CAG
vers HF
68kΩ
56kΩ
D3
+9 rég.
30kΩ
68nF
10µF
390Ω
0,1 µF
10µF
0,1 µF
10µF
Q14
D4
0,1µF
Q13
2,2kΩ
560kΩ
68nF
Gain HF MF
100kΩ
D1
100 kΩ
10nF
D5
220Ω
Q12
D2
43Ω
10nF
0,22µF
30µF
47pF
3
2
1
3
2
1
56kΩ
100µF
12µF
Q15
3,9kΩ
16kΩ
4,7kΩ
5,6kΩ
2,5kΩ
Q17
Q16
240pF
10nF
2,5kΩ
500µA
3,9kΩ
10µF
5,6kΩ
3nF
5,6kΩ
25pF
20pF
BFO

Fig. VIII-19

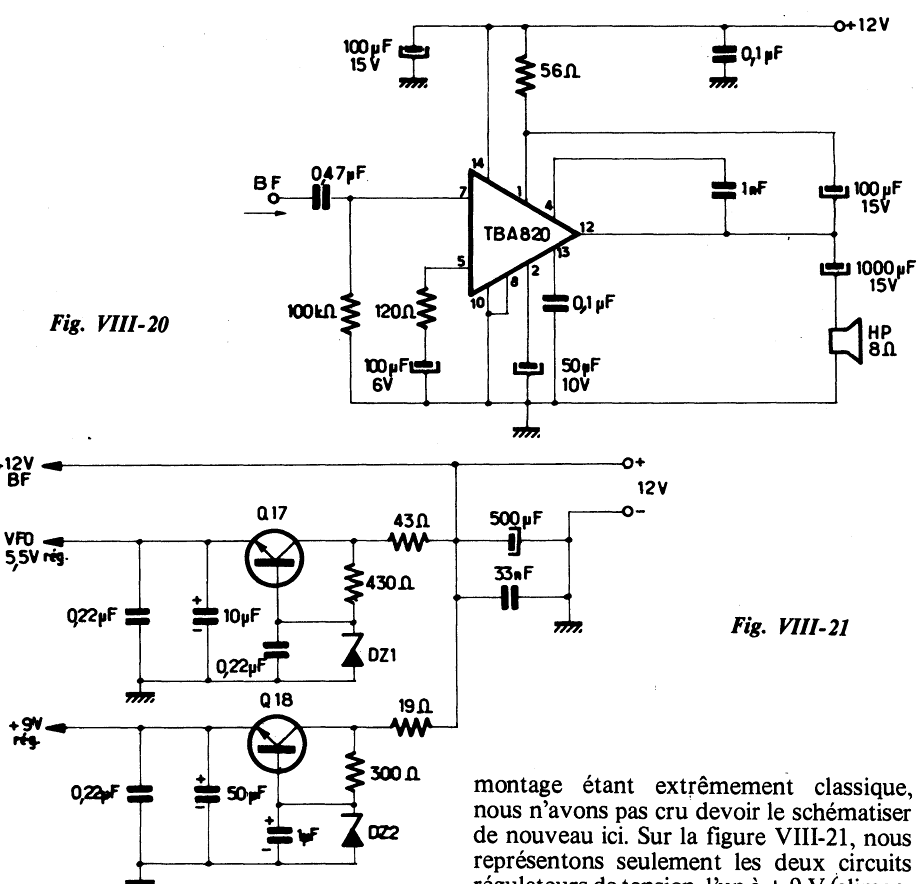


Fig. VIII-20

Fig. VIII-21

Q_{12} = BC 109 C - BC 549 C
Q_{13} = Q_{14} = BC 109 B - BC 549 B
Q_{15} = Q_{16} = Q_{17} = BSY 62 - BSY 70
D_1 = D_2 = D_3 = BAX 17
D_4 = D_5 = OA95

L'amplificateur BF comporte simplement un circuit intégré TBA 820, alimenté sous 12 V, chargé par un haut-parleur de 8 Ω et susceptible de délivrer une puissance maximale de 2 W (fig. VIII-20).

L'alimentation générale de ce récepteur s'effectue sous une tension de 12 V ; un tel montage étant extrêmement classique, nous n'avons pas cru devoir le schématiser de nouveau ici. Sur la figure VIII-21, nous représentons seulement les deux circuits régulateurs de tension, l'un à + 9 V (alimentation générale, sauf BF), l'autre à + 5,5 V (pour le VFO).

Nous avons :

Q_{18} = Q_{19} = BSX 46 - BSX 71 - BFY 80
DZ_1 = BZX 87/C5V6
DZ_2 = BZX 87/C9V1.

Bobinages

Mandrins Lipa, diamètre 10 mm, noyau de ferrite réglable.

Fil de cuivre émaillé de 40/100 de mm.

A = B = C = 20 spires. Bobine de couplage d'antenne = 5 spires couplées au côté « froid » de A. Couplage entre B et C = espacement de 12 mm.

D = E = F = 9 spires. Bobine de couplage d'antenne = 3 spires couplées au côté « froid » de D. Couplage entre E et F = espacement de 20 mm.

G = H = J = 85 spires. Prise médiane pour G et J.
L = 36 spires
M = 24 spires
N = 16 spires
O = 11 spires
P = Q = R = 9 spires.

Un tel récepteur est forcément complexe et un débutant devra en éviter la mise en chantier. Néanmoins, nous pensons avoir donné le maximum de renseignements pour qu'une telle réalisation puisse être menée à bien par tout amateur averti.

•

Dans ce chapitre, nous n'avons voulu examiner que les récepteurs *seuls*. Des montages de transceivers (c'est-à-dire émetteur et récepteur combinés) pour ondes décamétriques (en B.L.U. notamment) seront vus au chapitre XVII.

CHAPITRE IX

LA RADIOTÉLÉGRAPHIE

§ 1. — Généralités

Dans ce chapitre, nous n'examinerons aucun montage d'émetteurs complets spécialement destinés à la radiotélégraphie. En effet, un émetteur uniquement pour télégraphie ne présente rien de particulier, et tous les montages d'émetteurs pour radiotéléphonie (qui seront vus au cours de cet ouvrage) peuvent évidemment fonctionner en télégraphie également.

Si l'amateur ne désire faire *que de la télégraphie* (cela existe encore...), il lui suffira de choisir un schéma pour radiotéléphonie, de supprimer le modulateur, et d'adopter pour l'étage final H.F./PA, le régime classe C télégraphie (CW) par l'ajustage des tensions d'alimentation et de polarisation aux valeurs requises.

Par contre, nous allons examiner ici tous les circuits ou dispositifs spéciaux typiquement utilisés en émission radiotélégraphique.

§ 2. — Systèmes de manipulation

Où monter le manipulateur ?

Le branchement du manipulateur dans un des circuits d'un émetteur ne présente pas de difficultés énormes ; mais cependant, bon nombre de précautions indispensables sont à prendre, si l'on veut réaliser une manipulation parfaite... et l'amateur doit émettre des signaux corrects s'il veut être « lisible » facilement par ses correspondants.

Pour être *nette,* la manipulation doit effectuer les découpages parfaits de l'oscillation H.F. transmise ; ces découpages (ouverture et fermeture) doivent être francs et brusques, sans « traînage » des signaux. Cela s'obtient en réalisant des blocages complets et rapides de l'émission entre signaux consécutifs ; aucun « spacer » ne doit pratiquement subsister (1).

D'autre part, la manipulation ne doit entraîner aucune variation de fréquence de l'onde porteuse, sous peine de signaux « piaulés » à la réception. En d'autres termes, le découpage de l'oscillation émise ne doit provoquer aucune réaction sur l'étage pilote.

Aussi est-il *délicat* de manipuler directement dans l'étage pilote. Dans ce procédé de manipulation (cas du trafic break-in en télégraphie), il est *nécessaire* de prendre certaines précautions ; nous reviendrons plus loin sur cette question.

Le découpage des signaux s'effectue, en général, soit sur l'étage séparateur, soit, ce qui est mieux encore, sur l'amplificateur H.F.

La manipulation d'un émetteur peut s'effectuer suivant plusieurs procédés. Nous allons voir successivement les plus courants.

Le premier système qui vient à l'esprit consiste, évidemment, à couper purement et simplement l'alimentation anodique du P.A. Cette méthode peut s'appliquer aux

(1) On appelle « spacer » une trace d'onde porteuse, même de faible amplitude, pouvant subsister entre chaque signal et le suivant.

triodes, mais non aux pentodes ; en effet, si, dans une de ces dernières lampes, on supprime la tension plaque, l'écran peut atteindre une dissipation dangereuse. Aussi préfère-t-on, en général, couper le retour de cathode (fig. IX-1), système qui convient aussi bien aux triodes qu'aux pentodes.

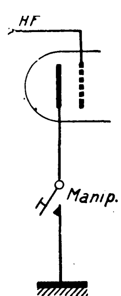


Fig. IX-1

Cette tactique de manipulation « par tout ou rien » entraîne, naturellement, de gros écarts de la valeur de tension anodique d'alimentation du P.A., si l'on ne prend pas la précaution de shunter la sortie filtre du redresseur par une résistance de saignée (bleeder) de 10 000 Ω environ (grosse dissipation). De plus, si l'on utilise une lampe à chauffage indirect, on devra s'assurer que l'isolement cathode-filament peut tenir la valeur de la haute tension (1).

De toute façon, ce système de manipulation ne peut convenir que pour des émetteurs de faible ou moyenne puissance ; car la petite course d'un manipulateur limite ordinairement les tensions à découper vers 500 V (sous peine d'amorçage). D'autre part, ces tensions produisent des étincelles importantes au contact, qui sont assez difficiles à supprimer, même avec les systèmes filtreurs que nous verrons plus loin, d'où parasites et gêne pour les récepteurs voisins.

Une autre méthode applicable seulement aux pentodes est donnée sur la figure IX-2 ; elle consiste à couper simplement la tension d'écran. Les recommandations exposées précédemment s'appliquent également dans ce cas, avec cependant moins d'exigences, la tension d'écran étant, en général, nettement moins élevée que la tension plaque pour un tube donné.

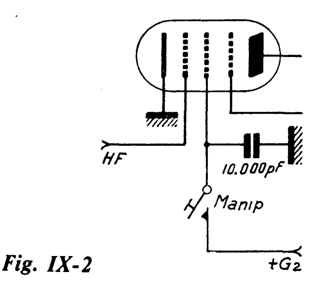


Fig. IX-2

La figure IX-3 représente un système de manipulation par blocage sur la cathode. Au repos, celle-ci est portée environ aux trois quarts du potentiel d'anode par le système potentiométrique R_1 et R_2, d'où blocage du tube. Lorsqu'on appuie sur le manipulateur, la cathode est reliée à la masse et le tube fonctionne normalement.

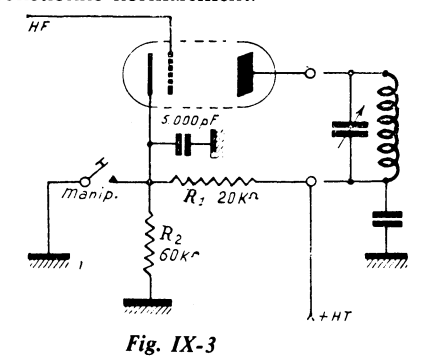


Fig. IX-3

On peut réaliser une manipulation excellente *(très certainement une des meilleures)* par le système dit « à blocage de grille », représenté sur la figure IX-4. Il suffit de disposer d'une tension continue négative de 200 à 400 V que l'on applique sur la grille de commande, et qui bloque le tube (2). En abaissant le manipulateur, cette tension est supprimée, et le tube est polarisé d'une manière convenable par la résistance R_1.

Enfin, la figure IX-5 donne une variante du montage de la figure IX-4. On peut réa-

(1) En effet, lorsque le manipulateur n'est pas baissé, la cathode est au potentiel de l'anode.

(2) Cette tension aura exactement pour valeur celle qui supprime tout courant plaque.

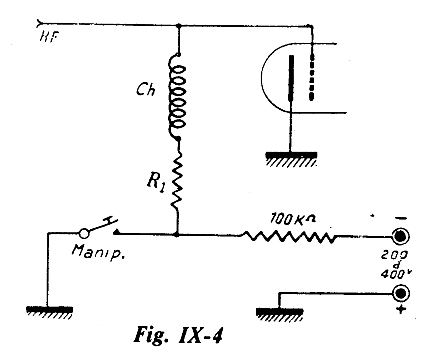


Fig. IX-4

liser la manipulation par blocage de la grille de commande, à partir du redresseur séparé produisant la tension de polarisation normale. Naturellement, le transformateur d'alimentation doit être choisi afin d'obtenir au point Pb la tension de blocage convenable et suffisante, compte tenu de la valeur élevée de $R_1 + R_2$, le manipulateur étant ouvert.

C'est la résistance R_2 de valeur élevée (100 kΩ) qui est court-circuitée par le manipulateur. Lorsque ce dernier est abaissé (signal), le tube doit être polarisé normalement. Cela veut dire que la résistance R_1 doit avoir une valeur telle qu'elle fasse apparaître au point Pn, manipulateur fermé, la tension nécessaire au fonctionnement du tube en classe C télégraphique.

Remarques. — 1° Il va sans dire que, dans le cas des figures IX-1, 2 et 3, la polarisation correcte, nécessaire en régime C pour le tube considéré, doit être appliquée sur la grille de commande suivant un mode quelconque : batterie, résistance série dans le retour grille ou bloc redresseur séparé.

2° Dans le cas de l'emploi de tubes à chauffage direct, on sait que les connexions se rapportant à la cathode doivent alors aboutir au point milieu du filament (point milieu du transformateur de chauffage ou point médian artificiel par résistances). De plus, chaque broche du filament doit être découplée par un condensateur de 5 000 pF mica environ. Cette remarque est valable pour toutes nos représentations schématiques.

3° Tous les procédés de manipulation que nous venons de voir peuvent s'appliquer, soit sur l'étage P.A. final, soit sur un étage intermédiaire. Dans ce dernier cas, il est obligatoire que les étages qui *suivent* l'étage manipulé soient *polarisés* en *permanence* par un bloc redresseur par exemple ; en effet, il ne faut plus compter sur la polarisation obtenue par la chute de tension du courant dans une résistance de grille, puisque l'excitation est découpée par le manipulateur.

Nous verrons, maintenant, la manipulation sur l'*étage pilote.*

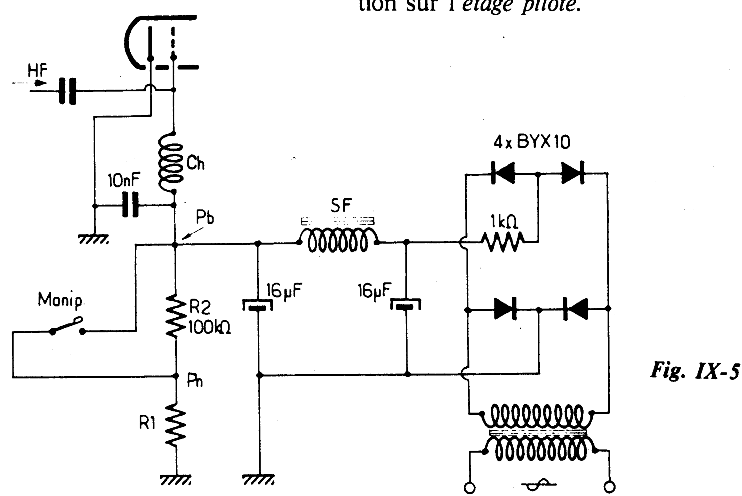


Fig. IX-5

Trafic télégraphique en B.K.

Qu'est-ce que le B.K. (break-in) ? Les liaisons entre amateurs se font habituellement en « alternat », c'est-à-dire appel général durant 3 minutes environ, puis passage à l'écoute générale de la bande pour la découverte d'un correspondant éventuel, échanges des contrôles de part et d'autre, etc.

Naturellement, les alimentations de l'émetteur et du récepteur sont réalisées de telle sorte que l'on coupe uniquement la ou les H.T., les filaments restant continuellement sous tension, ce qui permet un démarrage de l'émetteur ou un passage à l'écoute relativement rapide. Mais si le correspondant est brouillé ou en fading, il faut attendre qu'il repasse sur écoute pour lui signaler les passages incompris.

Dans le trafic BK, c'est tout autre chose. Vous pouvez interrompre la transmission du correspondant dès que quelque chose vous échappe (QRM, QSB, ou trop grande vitesse de manipulation de l'opérateur, si vous êtes un débutant !). De plus, les contrôles de part et d'autre, les réponses aux questions éventuelles, sont absolument instantanés.

Il va de soi que, dans ces conditions, les récepteurs des deux stations doivent être continuellement en service. En effet, pour que vous puissiez couper votre correspondant, il faut nécessairement que ce dernier puisse vous entendre, et inversement.

Or, comme nous venons de le voir, les précédents systèmes de manipulation s'appliquent en général sur l'étage final (ou, plus rarement, sur un étage intermédiaire) ; par conséquent, l'étage pilote reste continuellement en fonction. De ce fait, l'oscillation qu'il émet, si faible soit-elle, bloque le récepteur situé dans son voisinage immédiat dans une bande de fréquences assez large. On peut naturellement diminuer cette réaction de l'émetteur sur le récepteur, en utilisant des blindages très efficaces ou en choisissant des longueurs d'onde de travail assez distantes l'une de l'autre ; mais alors, l'exploitation en « break-in » ne peut se faire que dans des cas assez exceptionnels. C'est donc l'oscillation subsistante du pilote qui est gênante ; la solution immédiate qui vient à l'esprit est, évidemment, de couper cet étage en même temps que l'on coupe l'étage amplificateur, par le manipulateur. Dans un autre cas, on coupe uniquement le pilote par le manipulateur. De toutes façons, entre les signaux transmis, dans les « blancs » de manipulation, on peut percevoir les signaux éventuels du correspondant et suspendre alors sa propre transmission.

Naturellement, lorsqu'on manipule le pilote, les étages suivants doivent être polarisés comme il a été dit précédemment à la remarque n° 3, puisque l'excitation n'est appliquée que durant le signal (ou alors, il faut utiliser le montage de la figure IX-6).

Du côté récepteur, ce dernier doit, pour le trafic en B.K., soit avoir une C.A.V. à très faible constante de temps, soit, ce qui est encore mieux, avoir la ligne de C.A.V. hors service, par court-circuit.

Mais cette manipulation de l'étage pilote exige, on s'en doute, certaines précautions indispensables, à savoir :

1° Utilisation d'un pilote parfaitement stable (oscillateur quartz) ;

2° A défaut, utilisation d'un V.F.O. avec tensions *stabilisées*.

(Même avec un oscillateur quartz, il est sage de stabiliser les tensions.)

Sinon, une note lamentablement « piaulée » serait transmise.

Le procédé utilisé pour manipuler dans le pilote est très simple. C'est celui représenté sur la figure IX-1 : le manipulateur coupe le retour de cathode du tube oscillateur (ou l'alimentation du transistor oscillateur pilote).

Dans un pilote cristal manipulé, on constate parfois un mauvais découpage des signaux, principalement en manipulation rapide. Ce défaut est dû au quartz qui n'arrive pas « à suivre » cette manipulation.

De plus, les étages suivants, amplificateurs intermédiaires et P.A., dont l'excitation est découpée au rythme de la manipulation, sont très souvent sujets aux oscillations parasites à très haute fréquence. On doit alors prévoir des suppresseurs de para-

sites, comme il a été dit sous le titre « Oscillations parasites dans un amplificateur H.F. du § 7 chapitre V.

D'autre part, en manipulant dans le dernier étage, il se produit quelquefois des « clics » sur les bandes latérales ; ces clics sont, en général, éliminés assez facilement, comme nous le verrons plus loin, en montant un filtre aux bornes du manipulateur. Ces clics sont, en effet, très souvent provoqués par l'étincelle de rupture et de fermeture du manipulateur ; mais il y a d'autres motifs entraînant la production de clics, et, notamment, les *angles trop vifs* des signaux. Or même, dans le cas qui nous intéresse, si le pilote est bien manipulé, sans clics, avec les angles des signaux légèrement arrondis, lesdits signaux sont transmis sous forme d'excitation aux étages amplificateurs qui font suite, et ces derniers, fonctionnant en classe C, tronquent la partie supérieure en formant des angles vifs. Un filtre de manipulateur arrondissant les angles des signaux du *pilote* serait, ici, inefficace, puisque le défaut est créé par les étages amplificateurs. Le remède consiste à *réduire* l'excitation sur chaque étage amplificateur (manipulateur baissé) jusqu'à la valeur limite compatible avec un bon fonctionnement de l'émetteur.

En résumé, dans la manipulation sur le pilote pour le travail en « break-in », faire attention :

1° aux piaulements dus à la variation de fréquence du pilote ;

2° aux oscillations parasites des étages amplificateurs ;

3° aux clics provoqués par ces mêmes étages amplificateurs.

En d'autres termes, il n'est nullement nécessaire de manipuler un pilote, sauf si l'on désire absolument trafiquer en « break-in ».

•

Manipulation par tube-clamp

Comme nous l'avons vu précédemment, il est possible de manipuler *uniquement* l'étage pilote : les étincelles au contact du manipulateur sont beaucoup plus faibles, d'où facilité d'établissement du filtre de manipulation.

Néanmoins, on se souvient qu'il ne faut plus alors compter sur la chute de tension du courant grille dans la résistance de fuite pour polariser les tubes qui suivent le pilote. Les étages qui suivent doivent donc être polarisés par un redresseur auxiliaire.

Un autre procédé consiste à employer pour l'étage final PA, un tube supplémentaire dit « de protection » ou « tube-clamp » ; c'est le tube V de la figure IX-6. N'importe quelle lampe convient, pourvu qu'elle soit de faible résistance interne et qu'elle ait une polarisation de « cut-off » peu élevée. Généralement, un tube 6V6, 6AQ5 ou 6L6 connecté en triode donne satisfaction. Le montage du dispositif de sécurité appliqué à un émetteur est donné sur la figure IX-6. Le dispositif de protection par lui-même, est encadré d'un pointillé.

Il va sans dire que ce système de sécurité peut être appliqué sur n'importe quel émetteur (graphie ou phonie) équipé de tubes de puissance à *écran* (tétrode ou pentode) ; il protège alors le ou les tubes de puissance, toujours chers, de la destruction par absence d'excitation (panne possible des étages précédents).

Voyons le fonctionnement du dispositif. La résistance R_1 est choisie pour obtenir la polarisation requise de l'étage P.A. (dans notre cas : 15 000 Ω). La résistance R_2 est une simple résistance de blocage. Quant à R_3, c'est la résistance chutrice amenant la tension d'écran à la valeur demandée ; dans notre cas, avec un tube 807 et pour H.T. de 500 V, R_3 = 40 000 Ω ; pour 600 V, R_3 = 50 000 Ω ; pour 700 V, R_3 = 80 000 Ω. En l'absence d'excitation, aucune tension négative n'apparaît au point G. Le tube V n'étant pas polarisé, il consommera fortement en entraînant une chute de tension élevée dans R_3, d'où réduction importante de la tension d'écran du tube à protéger. Pour une tension de 250 à 300 V en fonctionnement normal, elle tombe vers 20 V si l'excitation est coupée, dans le cas de l'étage P.A. de la figure IX-6. Naturellement, cette réduction massive de la tension d'écran bloque le tube

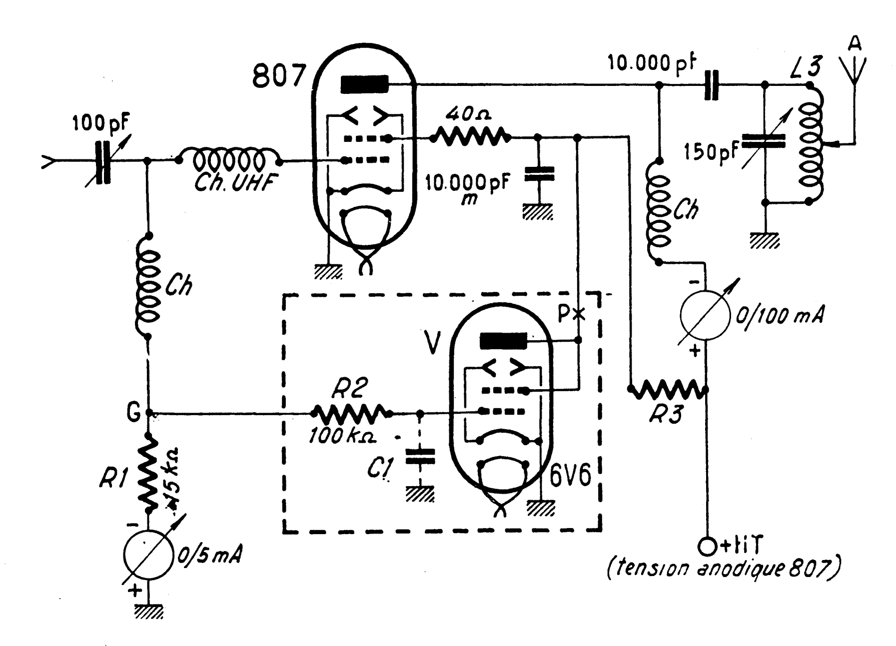


Fig. IX-6

Avec l'excitation H.F. normalement appliquée, la résistance R_1 polarise *correctement* l'étage contrôlé ; mais, en même temps, elle polarise *énergiquement* au « cut-off » le tube V. Par conséquent, l'ensemble fonctionne normalement, comme si la lampe V n'existait pas.

Si l'on constatait quelque tendance à l'accrochage parasite (oscillations à fréquence élevée) due à l'installation du dispositif de protection, on y porterait remède en intercalant au point P une bobine d'arrêt type R 100 et en montant un condensateur C_1 de 500 pF au mica, comme il est indiqué en pointillés sur le schéma.

Ainsi donc, pour revenir à notre manipulation sur l'étage pilote *uniquement,* l'alimentation de ce dernier sera stabilisée et le manipulateur sera intercalé entre le retour de cathode de la lampe oscillatrice et la masse. Avec le dispositif de protection de la figure IX-6 on comprend aisément que l'étage P.A. 807 n'a rien à craindre... (avec ou sans excitation, c'est-à-dire manipulateur baissé ou levé).

•

Filtres de manipulateur

Sur tous les schémas de montage, nous avons représenté le manipulateur seul ; mais, *pratiquement,* celui-ci doit toujours être shunté par un filtre. Il se produit inévitablement des étincelles plus ou moins importantes, suivant la méthode employée, au point de contact du manipulateur. Ces étincelles se traduisent par des dents ou éclats de forte amplitude au début et à la fin de chaque signal, rendant la compréhension des messages parfois difficile et, de plus, faisant apparaître des bandes latérales de brouillage intense (fig. IX-7). Ces étincelles provoquent également des parasites sur toutes les gammes d'écoute dans les récepteurs voisins, comme des crachements d'origine industrielle. Il est donc absolu-

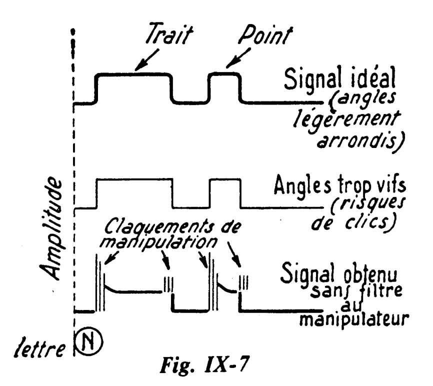


Fig. IX-7

ment nécessaire de prévoir un filtre à faible constante de temps aux bornes du manipulateur.

Il va de soi que ce filtre sera d'autant plus facile à réaliser que la puissance découpée *directement* par le manipulateur même sera faible. Par exemple, il est plus facile de filtrer un manipulateur commandant un émetteur de 50 W manipulé par blocage de grille, qu'un manipulateur commandant un émetteur de 20 W manipulé par coupure du retour de cathode.

D'autre part, un filtre de manipulateur ne doit pas présenter une constante de temps trop grande ; il se produirait alors des « queues » après chaque signal, rendant une manipulation rapide impossible, et, de toute façon, une compréhension difficile.

Dans le cas d'une manipulation par coupure du retour de cathode, le montage d'un filtre très efficace est donné sur la figure IX-8. Les valeurs des éléments que nous donnons ci-après, sont des ordres de grandeur ; elles peuvent être ajustées exactement au mieux de la suppression des claquements de manipulation : SF : bobine à fer de 1 à 5 H ; R_1 : 10 à 20 000 Ω ; C : 0,25 à 2 μF ; R_2 : 2 000 Ω.

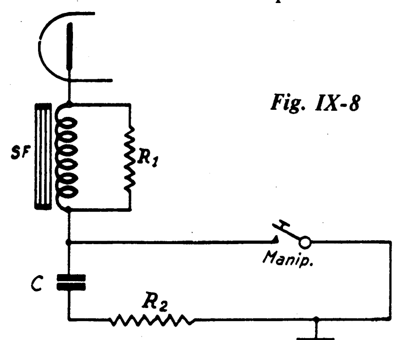


Fig. IX-8

Un autre filtre de manipulation, très efficace également, est représenté sur la figure IX-9. On a : $C_1 = C_2$ = environ 0,5 μF et $SF_1 = SF_2$ = environ 5 H.

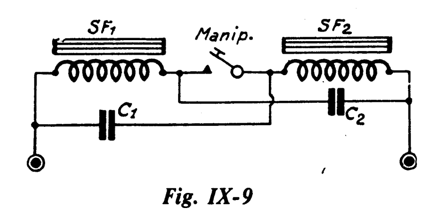


Fig. IX-9

Si l'on manipule par blocage de grille, par exemple, où des tensions moyennes sous de faibles débits sont découpées par le manipulateur, on peut se contenter du filtre simple de la figure IX-10, suffisant dans ces conditions de travail. On a : C de 10 000 à 50 000 pF et R environ 7 000 Ω. Pratiquement, la résistance R varie entre 4 000 et 10 000 Ω ; elle est d'autant plus faible que l'intensité du courant *coupé* est peu élevée.

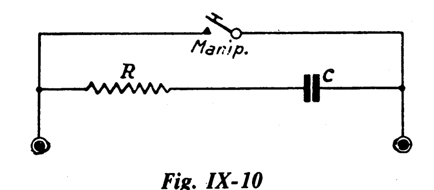


Fig. IX-10

Dans tous ces montages de filtres, on choisira des condensateurs dont la tension d'isolement sera égale au moins à quatre fois la tension à couper.

En résumé, le problème du filtrage des claquements de manipulation est identique à celui du filtrage antiparasite des moteurs ou machines industrielles à étincelles.

•

Manipulateurs

Les manipulateurs employés par l'amateur sont de trois types :

1° Le modèle courant, bien connu de tous, dont un type est montré sur la figure IX-11. On le choisira avec contacts à grains d'argent ou de platine, et avec réglage du jeu (ou course).

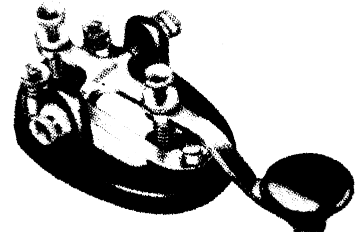


Fig. IX-11

2° Le modèle semi-automatique appelé « bug » ou « vibroplex », dont un modèle est représenté sur la figure IX-12. Dans ce type, la manœuvre du manipulateur se fait latéralement, à gauche ou à droite du point de repos ; d'un côté, on obtient les « points », de l'autre, les « traits », et ceci soit mécaniquement, soit électromécaniquement (selon le modèle).

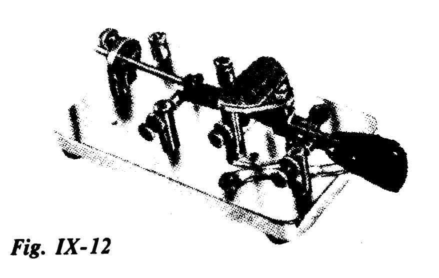


Fig. IX-12

3° Enfin, nous avons le manipulateur électronique. Le manipulateur, proprement dit, est également à manœuvre transversale (1), comme le précédent, mais les points et les traits sont formés par un dispositif électronique dont le schéma général est représenté sur la figure IX-13. Il s'agit en fait du manipulateur électronique de Amtron type UK 850.

Les transistors Q_1 et Q_2 du type AC 193 constituent un générateur de signaux en dents de scie. Lorsque le manipulateur se trouve dans la position de repos, Q_1 est conducteur tandis que Q_2 (qui n'est pas polarisé) reste bloqué. Dès que le manipulateur ferme le circuit, soit du côté *points,* soit du côté *traits,* le transistor Q_2 passe à l'état de légère conduction et ainsi commence la charge du condensateur électrochimique C_1.

Le condensateur de contre-réaction C_2, disposé entre les émetteurs de Q_1 et de Q_2, permet d'appliquer une partie de la tension inverse au transistor Q_1. Après amplification par ce dernier, cette tension est restituée à la base de Q_2 qui, étant soumise à une augmentation de polarisation, donne lieu à son tour à une plus grande conduction du transistor Q_2 lui-même. Ainsi, le condensateur C_1 peut se charger plus rapidement.

Lorsque la charge du condensateur C_1 atteint la valeur de la tension d'alimentation, le transistor Q_2 se bloque parce que son circuit émetteur-base est polarisé en inverse. Le condensateur C_1 se décharge donc à travers les résistances R_1, R_2 et le potentiomètre P_1. De cette façon, le cycle se répète dès que C_1 est complètement déchargé.

Avec ce circuit, on obtient donc une tension en dents de scie, dont la constante en amplitude varie selon que le manipulateur se trouve dans la position « points » ou dans la position « traits ». En effet, lorsque le manipulateur est placé sur la position « traits », le condensateur C_1 se charge à la limite de la tension d'alimentation ; au contraire, lorsqu'il est sur la position « points », C_1 se charge à la moitié de la valeur précédente du fait du potentiomètre ajustable T_1 (rapport). Ce dernier doit être réglé de manière à obtenir les conditions de fonctionnement représentées sur la figure IX-14.

En pratique, ce réglage permet de modifier la vitesse des « points » par rapport aux

(1) Ces manipulateurs sont appelés aussi « side-sweeper ».

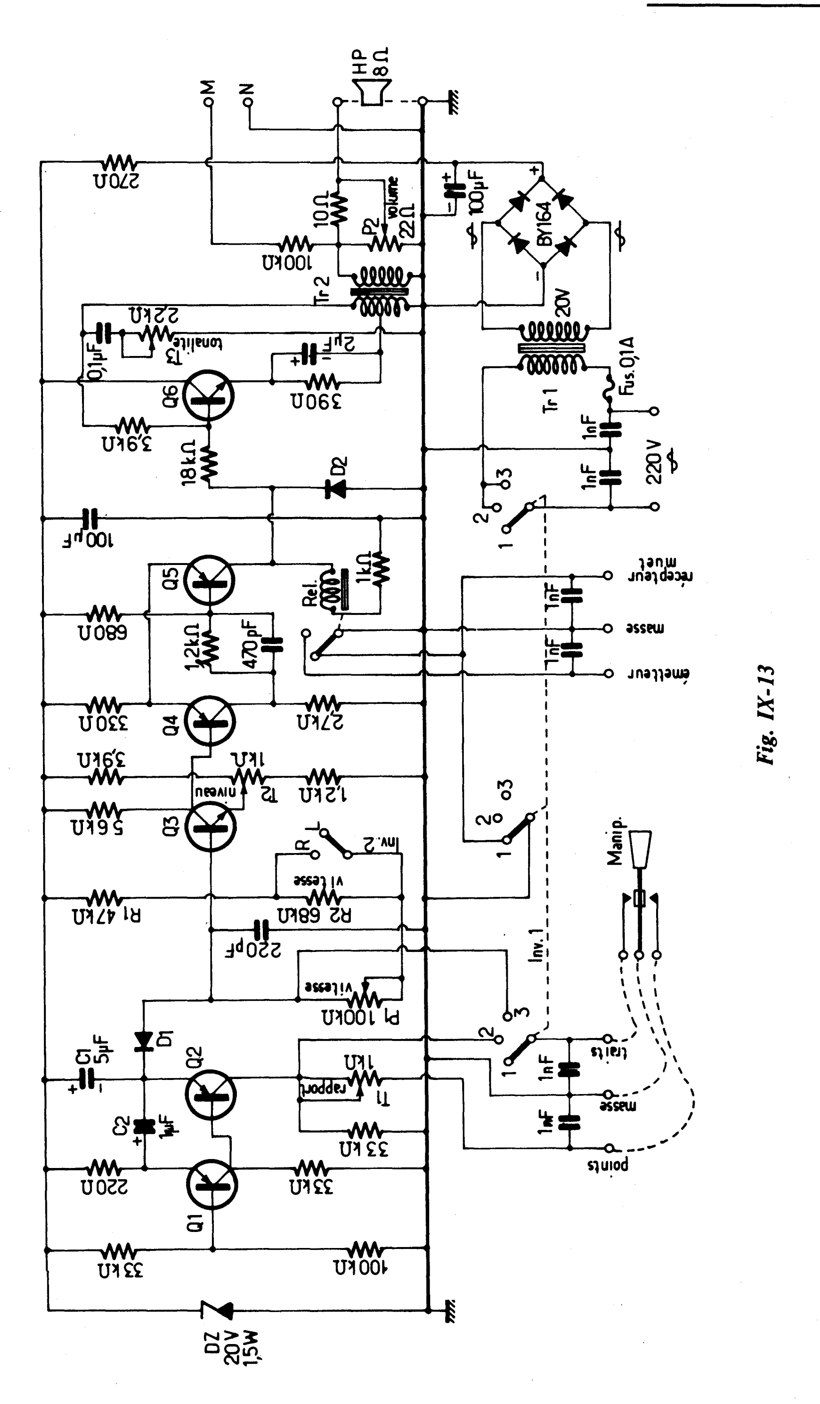
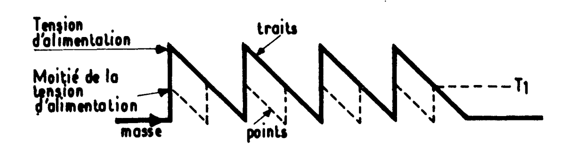


Fig. IX-13



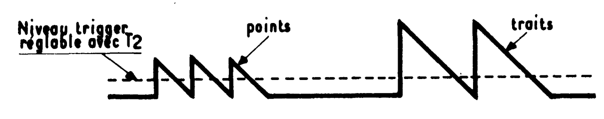


Fig. IX-14

« traits » (on sait que théoriquement, un trait vaut trois points comme durée). Comme on le voit également sur cette même figure, la fréquence d'oscillation du circuit temporisateur-pilote, quand le manipulateur se trouve sur la position « points », devra être le double de la fréquence d'oscillation relative aux « traits ».

Le transistor Q_3, du type AC 194, fonctionne comme inverseur de phase-amplificateur et son collecteur est relié directement à la base de Q_4. La tension de polarisation d'émetteur de Q_3 est réglable au moyen du potentiomètre T_2 de 1 kΩ. Par son action, on agit sur la longueur des points, des traits et des espaces (voir également figure IX-14).

Les transistors Q_4 et Q_5 du type AC 193, sont montés dans un circuit trigger de Schmitt. Dans un circuit de ce genre, lorsque le premier transistor est bloqué, le second (Q_5) se trouve en état de conduction ; en conséquence, le relais disposé dans le circuit collecteur est attiré, tandis qu'il s'ouvre lorsque Q_5 est bloqué.

La tension qui établit le niveau d'entrée du circuit trigger est fixé au moyen du potentiomètre T_2.

Le relais peut être utilisé, bien entendu, pour commander n'importe quel émetteur radiotélégraphique.

Le collecteur du transistor Q_5 est aussi relié à la base de Q_6 (AC 194) qui fonctionne en oscillateur BF, permettant de contrôler au moyen d'un petit haut-parleur incorporé ($Z = 8\ \Omega$), la qualité de la manipulation. Le transformateur Tr_2 peut être du type TR SS 24 de Audax. Le volume sonore est réglable au moyen du potentiomètre P_2 ; la tonalité s'ajuste une fois pour toutes par le réglage du potentiomètre ajustable T_3. Les sorties M et N peuvent être utilisées pour attaquer un amplificateur BF séparé.

Ce manipulateur électronique peut fonctionner de façon semi-automatique en manœuvrant le commutateur Inv. 1. Dans ce cas, l'émission des traits s'effectue manuellement en coupant la section correspondante du temporisateur-pilote.

Deux commandes de vitesse ont été prévues. La première est obtenue au moyen du commutateur Inv. 2 à deux positions (R et L). Dans la position L, la variation de vitesse est comprise entre 5 et 12 mots par minute ; dans la position R, elle est de 11 à 40 mots par minute. La seconde commande, obtenue par le réglage du potentiomètre P_1, permet l'ajustage de la vitesse dans la gamme choisie à l'aide du commutateur précédemment cité.

§ 3. — Monitor pour télégraphie

Un « monitor » est un instrument indispensable, surtout au débutant en télégraphie, pour contrôler en permanence la *cadence* correcte des signaux transmis. En effet, l'opérateur habitué à l'écoute du sifflement de son « buzzer » d'étude, se trouve désorienté en manipulant son émetteur avec lequel il n'entend plus rien ! Un monitor reproduisant les signaux émis est alors d'un grand secours.

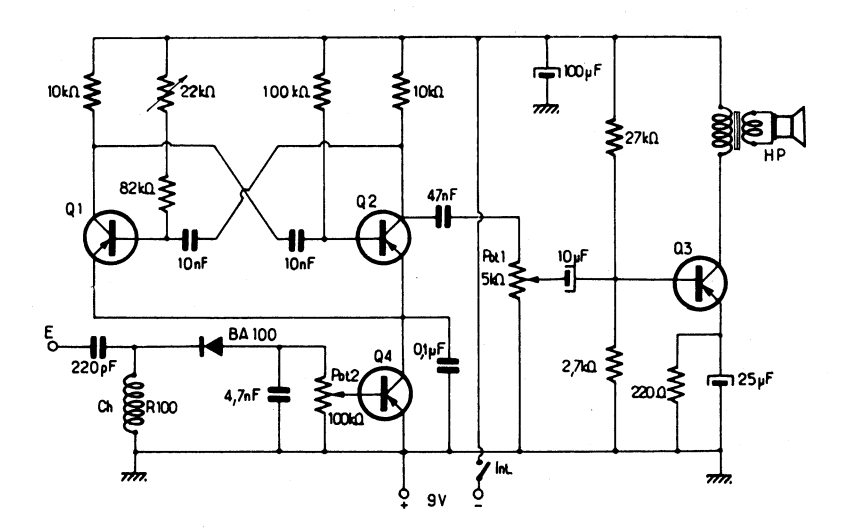


Fig. IX-15

Même à l'opérateur chevronné, le monitor apporte une aide certaine, principalement dans le trafic en BK.

Le monitor pour CW n'est pas autre chose qu'un simple petit oscillateur B.F. Mais, attention ; pour avoir droit au titre de « monitor », cet oscillateur B.F. ne doit pas être manipulé en même temps que l'émetteur : il doit être *commandé* par la H.F. des signaux issus de l'émetteur.

Un montage de ce genre est représenté sur la figure IX-15 ; il utilise quatre transistors AC 193. Nous avons simplement un multivibrateur (Q_1 + Q_2), suivi d'un amplificateur BF (Q_3) avec transformateur de sortie TRS 20 Audax (ou similaire) et un petit haut-parleur de 12 cm de diamètre. Le volume sonore de contrôle peut s'ajuster par le potentiomètre Pot.$_1$. L'alimentation est fournie par une pile de 9 volts.

Mais le multivibrateur Q_1 + Q_2 ne fonctionne normalement pas, car son alimentation se trouve « coupée » par le transistor Q_4 fonctionnant en « robinet ».

Ce sont les signaux de télégraphie issu de l'émetteur qui vont débloquer ce dernier transistor. En effet, le point E se relie, soit directement, soit en intercalant une résistance (selon la tension H.F. disponible), à la sortie de l'émetteur : sortie « antenne », ou ligne de couplage au circuit d'antenne, ou feeder, ou même simplement fil isolé s'approchant du circuit final, de sortie P.A., etc. La diode BA 100 détecte les signaux H.F. recueillis, et une tension négative par rapport à la masse apparaît aux bornes du potentiomètre linéaire Pot.$_2$. Il suffit d'ajuster le curseur de Pot.$_2$ pour obtenir le déblocage de Q_4 durant les signaux CW, et son blocage en l'absence de signaux.

Le cas échéant, il est possible de modifier la fréquence de la « note » fournie par le multivibrateur en adoptant d'autres valeurs de capacités ou de résistances pour les circuits de base de Q_1 et Q_2 ; on peut aussi agir sur la résistance ajustable de base de Q_1.

§ 4. — Apprentissage de la lecture au son

Un bon opérateur en radiotélégraphie doit pouvoir émettre, et surtout « recevoir au son », les signaux *Morse* d'une façon correcte et rapide. Il ne nous appartient pas ici de préconiser telle ou telle méthode. Disons simplement que pour arriver à des bons résultats, il importe surtout de s'entraîner souvent et de pratiquer.

Le Code Morse

Lettres

a · —	é · · — · ·	k — · —	p · — — ·	v · · · —
b — · · ·	f · · — ·	l · — · ·	q — — · —	w · — —
c — · — ·	g — — ·	m — —	r · — ·	x — · · —
d — · ·	h · · · ·	n — ·	s · · ·	y — · — —
e ·	i · ·	o — — —	t —	z — — · ·
	j · — — —		u · · —	

Chiffres

1 · — — — —	6 — · · · ·
2 · · — — —	7 — — · · ·
3 · · · — —	8 — — — · ·
4 · · · · —	9 — — — — ·
5 · · · · ·	0 — — — — —

Chiffres abrégés

1 · —	6 — · · · ·
2 · · —	7 — · · ·
3 · · · —	8 — · ·
4 · · · · —	9 — ·
5 · · · · ·	0 —

Dans les répétitions d'office, lorsqu'il ne peut y avoir de malentendu du fait de la coexistence de chiffres et de lettres ou de groupes de lettres, les chiffres doivent être transmis au moyen des signaux abrégés

Signes de ponctuation et autres

Point .... · — · — · —

Virgule .... — — · · — —

Deux points .... — — — · · ·

Point d'interrogation (1) · · — — · ·

Apostrophe .... · — — — — ·

Trait d'union ou tiret .. — · · · · —

Barre de fraction ..... — · · — ·

Parenthèses (2) .... — · — — · —

Souligné (3) .... · · — — · —

Double trait .... — · · · —

Compris .... · · · — ·

Erreur .... · · · · · · · ·

Croix (4) .... · — · — ·

Invitation à transmettre ... — · —

Attente .... · — · · ·

Fin de travail .... · · · — · —

Signal de commencement (5) — · — · —

Signal séparatif (6) .... · — · · —

(1) Point d'interrogation ou demande de répétition de transmission non comprise.
(2) Avant et après les mots.
(3) Avant et après les mots ou le membre de phrase.
(4) Croix ou signal de fin de télégramme ou de transmission.
(5) Commencement de toute transmission.
(6) A utiliser pour la transmission des nombres fractionnaires (entre la fraction ordinaire et le nombre entier à transmettre) et des groupes formés de chiffres et de lettres (entre les groupes de chiffres et de lettres).

Lettres et signaux facultatifs

ă · — · —	ch — — — —	ö — — — ·
à ou å · — — · —	ñ — — · — —	ü · · — —

Ces lettres et signaux facultatifs peuvent être employés, exceptionnellement, dans les relations entre pays qui les acceptent.

ESPACEMENT ET LONGUEUR DES SIGNES

a) Un trait est égal à trois points.
b) L'espace entre les signaux d'une même lettre est égal à un point.
c) L'espace entre deux lettres est égal à trois points.
d) L'espace entre deux mots est égal à cinq points.

Page ci-contre, nous indiquons tout d'abord les signaux du code Morse actuellement en vigueur. Nous précisons aussi que les abréviations du code Q, les signaux de service et les abréviations complémentaires que l'on utilise de façon courante en télégraphie, font l'objet des paragraphes 4, 5 et 6 du chapitre XIX.

Maintenant, nous indiquons deux montages simples qui permettent l'entraînement ou l'apprentissage de la manipulation et de la lecture du son. Il s'agit d'oscillateurs B.F. qui génèrent une note audible lorsqu'on ferme le manipulateur.

Le premier montage (fig. IX-16) est un simple auto-oscillateur à transistor OC 70/71 ou AC 125 alimenté par une pile de 4,5 V où l'on peut modifier la fréquence de la note générée en agissant notamment sur la capacité C.

Enfin, le second montage (fig. IX-17) fait appel au classique multivibrateur et utilise deux transistors OC 72. On peut agir sur la fréquence de la note en modifiant la valeur des condensateurs de 40 nF ou la valeur des résistances de 47 kΩ et de 2,2 kΩ.

Ces deux montages de « buzzers » modernes remplaçant avantageusement les anciens appareils à lame vibrante sont suffisamment simples pour se passer de longs commentaires.

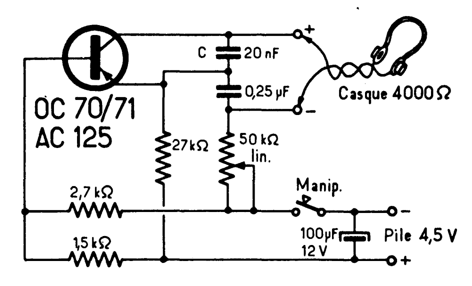


Fig. IX-16

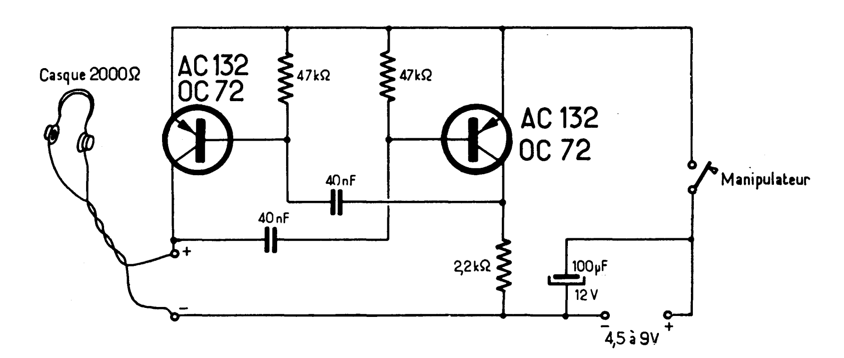


Fig. IX-17

CHAPITRE X

LA RADIOTÉLÉPHONIE

Ce chapitre est consacré à l'étude de la radiotéléphonie et, plus exactement, à l'étude des divers systèmes de modulation en amplitude (1).

On se souvient qu'en émission à petite ou moyenne puissance, la modulation est appliquée sur l'étage final H.F.-PA de l'émetteur. Selon le procédé de modulation employé, le modulateur doit fournir une puissance plus ou moins importante.

Précisons bien, en outre, que ce chapitre est uniquement consacré à la modulation en amplitude. La modulation en fréquence et la transmission en B.L.U. feront respectivement l'objet des chapitres XVI et XVII.

§ 1. — Considérations générales
Modulation en amplitude

A. — Tout d'abord, il faut distinguer deux grandes classes de modulation :

1° La modulation en puissance ; cas de la modulation plaque, par exemple, dans laquelle un apport extérieur de puissance est fourni par l'amplificateur basse fréquence, au rythme de la parole ou de la musique.

2° La modulation en rendement ; classe dans laquelle se rangent tous les procédés de modulation par les grilles (G_1, G_2 ou G_3). Au rythme des oscillations B.F., varie le rendement de la lampe H.F. modulée.

B. — *Examen oscilloscopique d'une onde H.F. modulée en amplitude.*

En l'absence de modulation, un émetteur radiotéléphonique émet une oscillation d'*amplitude constante,* appelée onde porteuse. Cette onde porteuse peut être vue sur l'écran d'un oscilloscope en appliquant les signaux H.F. de sortie de l'émetteur sur les plaques de déviation verticale, les plaques de déviation horizontale étant soumises au balayage de la base de temps incorporée à l'appareil. On obtient une figure du genre de celle qui est montrée en X-1-A. Généralement, le nombre de cycles est si grand (même en employant une fréquence de balayage élevée) que l'on n'obtient qu'une bande lumineuse horizontale de hauteur E (sauf avec des oscilloscopes très performants).

Si maintenant, l'onde porteuse est modulée à une fréquence B.F., mettons 800 Hz pour fixer les idées (fig. X-1-B), l'amplitude de l'oscillation porteuse variera 800 fois par seconde, et cela exactement de la même façon que la tension de modulation. Par conséquent, si la tension de balayage a une fréquence de 400 Hz, nous développerons sur l'écran 2 cycles de la variation d'amplitude de la bande lumineuse, et l'image obtenue sera celle de la figure X-1-C. Les sinusoïdes qui limitent l'image en haut et en bas représentent la modulation, ou encore la courbe enveloppe de l'amplitude de l'oscillation H.F. (d'où le nom : « Méthode de l'enveloppe »).

Le pourcentage de modulation K est donné par la relation :

$$K\ \% = \left(\frac{A - a}{A + a} \right) \times 100$$

Ainsi, sur la figure X-1-C, on a : K = 50 %.

(1) Bibliographie : *Documentation S.F.R. — Radio Handbook Engineers — Q.S.T. — Radio-Electricité Générale, de R. Mesny.*

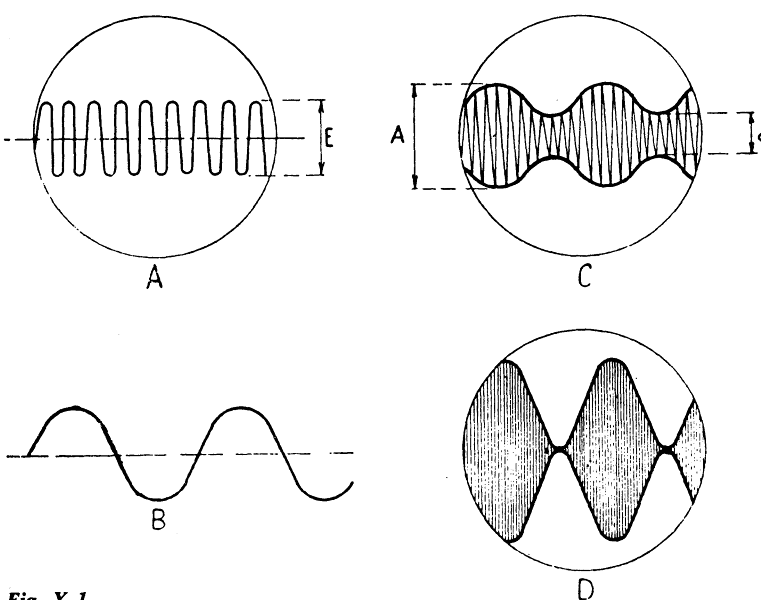


Fig. X-1

Lorsque l'on atteint la profondeur de modulation maximum, c'est-à-dire K = 100 %, on obtient l'image de la figure X-1-D.

Les conclusions à tirer des oscillogrammes obtenus sont les suivantes :

Si la modulation est linéaire (comme il se doit), à chaque instant l'amplitude de l'oscillation H.F. est proportionnelle à la tension de modulation appliquée à l'émetteur.

Si la modulation est linéaire, l'amplitude *moyenne* de l'oscillation modulée est égale

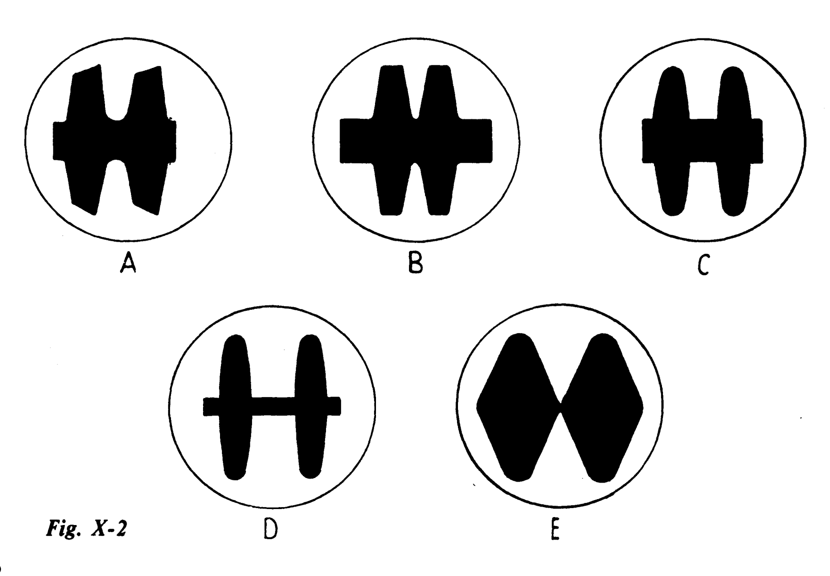


Fig. X-2

à l'amplitude de la porteuse non modulée. Dans le cas particulier d'une onde modulée à 100 %, l'amplitude maximum de l'onde modulée est égale au double de l'amplitude de la porteuse non modulée.

Les figures X-2 A B C D E donnent quelques exemples d'oscillogrammes obtenus par la méthode de l'enveloppe.

A traduit des distorsions dans l'amplificateur B.F. de modulation.

B donne un exemple de modulation non linéaire par suite d'une excitation H.F. insuffisante de l'étage modulé à l'émetteur.

C est un autre exemple de modulation non linéaire par polarisation excessive.

D indique une surmodulation très nette.

E, enfin, montre une modulation correcte à 100 %.

En général, une modulation non linéaire provient d'un réglage incorrect de l'étage H.F. modulé de l'émetteur. De plus, il arrive parfois que les points B et C peuvent être cumulés !

La mise au point d'un émetteur par la méthode de l'enveloppe est très simple à la station même : il suffit d'attaquer les plaques de déflexion verticale par une ligne torsadée terminée par 2 ou 3 spires couplées au circuit final de l'émetteur. Le balayage horizontal aura une fréquence sous-multiple de la fréquence de modulation (issue d'un générateur B.F. ou d'un disque de fréquences).

*
* *

C. — Il est utile de rappeler, d'autre part, quelques bases au sujet de la mesure des tensions de modulation. Il nous faudra tenir compte de la forme des courants à mesurer, et ceux-ci peuvent être considérés comme une succession de phénomènes transitoires. C'est pourquoi il ne faudra pas perdre de vue deux valeurs tout à fait distinctes :

1° La tension de crête instantanée, dont le maximum est fonction des caractéristiques des amplificateurs et de l'émetteur ; cette tension de crête détermine, en particulier, la profondeur instantanée de modulation.

2° La « dynamique » de la modulation, c'est-à-dire le rapport de l'intensité sonore maximum (forte) à l'intensité sonore minimum (pianissimo).

Ce sont là, en effet, deux choses tout à fait différentes, n'ayant qu'un faible rapport entre elles. Par exemple, pour mieux nous faire comprendre, on peut très bien imaginer une modulation constituée par des impulsions très brèves, correspondant à une tension de crête élevée et à un niveau sonore faible.

Tous les décibelmètres, outputmètres, etc., de la terre, du fait de l'amortissement du cadre, de l'inertie de l'aiguille, renseignent plutôt sur la « dynamique » de la modulation (et encore, à condition que l'aiguille n'ait pas une durée de retour trop élevée, la rendant impropre à la lecture des minima). Ces appareils ne renseignent nullement sur les crêtes. Or, dans une mise au point sérieuse, une exploitation sévère, le contrôle exact de la valeur des crêtes est nécessaire. A notre avis, il n'y a qu'un voltmètre de crête convenable c'est l'oscilloscope.

*
* *

D. — Dans une émission radiotéléphonique, le courant haute fréquence antenne doit reproduire aussi exactement que possible les tensions développées par le microphone. En l'état actuel de la technique, on peut obtenir, avec une très faible distorsion, un taux de modulation de pointe voisin de l'unité. Un faible taux de modulation équivaut à un gaspillage de l'énergie H.F. ; mais la surmodulation, provoquant des éclaboussures sur les bandes latérales *inutiles à la transmission,* et produisant un violent QRM pour les voisins de la longueur d'onde, doit être absolument proscrite.

L'étage H.F. modulé doit être réglé afin d'obtenir une linéarité parfaite, et l'amplificateur B.F. doit, dans chaque procédé, être adapté correctement à l'étage à moduler.

En passant, il convient de définir la *capacité de modulation* d'un émetteur : c'est le pourcentage maximum auquel un émetteur peut être modulé sans qu'il transmette des *bandes latérales parasites* et sans que la *non-linéarité* de l'onde modulée soit *gênante.*

La capacité de modulation la plus élevée que puisse atteindre un émetteur est évidemment de 100 % ; mais, souvent, il faudra se contenter d'un taux légèrement inférieur. En tout cas, il est nécessaire de se rapprocher le plus possible du taux de 100 %, de façon que la puissance porteuse soit utilisée avec le maximum d'efficacité.

La capacité de modulation d'un émetteur peut être limitée par les causes suivantes :

a) cathode du tube H.F. modulé insuffisamment chauffée ;

b) excitation ou polarisation insuffisante de l'étage H.F. modulé par l'anode ;

c) puissance de sortie B.F. insuffisante du modulateur ;

d) trop d'excitation ou polarisation instable dans un étage H.F. modulé par la grille de commande ou dans un étage H.F. linéaire classe B.

§ 2. — Modulation par contrôle d'anode

Modulation plaque (liaison par transformateur) (fig. X-3).

Une lampe fonctionnant en amplificateur H.F. et réglée dans certaines conditions présente la propriété de fournir, dans le circuit oscillant plaque ou dans l'antenne couplée à ce circuit, une intensité H.F. proportionnelle à la tension continue de plaque. Ces conditions sont : une polarisation grille de base élevée et une excitation H.F. généreuse. Le montage de la figure X-3 : modulation par contrôle d'anode et liaison par transformateur, est maintenant universellement adopté.

Le fonctionnement du tube amplificateur H.F. modulé est le même qu'en classe C télégraphie, *mais* on adopte une valeur de tension plaque réduite : environ 70 à 75 % de la tension du régime télégraphique, cela afin de tenir compte des valeurs instantanées élevées que le tube doit supporter en crête de modulation.

La section du noyau magnétique du transformateur modulateur Tr doit être importante, pour que la composante continue I_{po} du courant anodique ne place pas le fer dans un état de saturation (il est même bon de prévoir un léger entrefer dans ce noyau).

La tension plaque d'alimentation devant doubler en crête de modulation, du fait de la superposition de la tension alternative B.F. de modulation — pour une profondeur K = 100 % — il faut que la tension alternative H.F. de plaque E_{p1} puisse aussi doubler. Même remarque pour le courant alternatif fondamental I_{p1}, puisqu'on travaille sur une résistance de charge constante (circuit d'antenne correctement accordé, se comportant comme une résistance pure).

D'autre part, la tension d'excitation H.F. garde une amplitude constante au cours du cycle de modulation. $V_{g\ max}$ a donc une valeur théoriquement constante. Mais en réalité, pour augmenter la valeur possible de $I_{p\ max}$ (en crête), on dépolarise sensiblement la grille par le truchement d'une polarisation automatique partielle. La polarisation V_{go} de porteuse doit être plus élevée que pour le régime télégraphique, afin d'obtenir facilement la réduction nécessaire en crête.

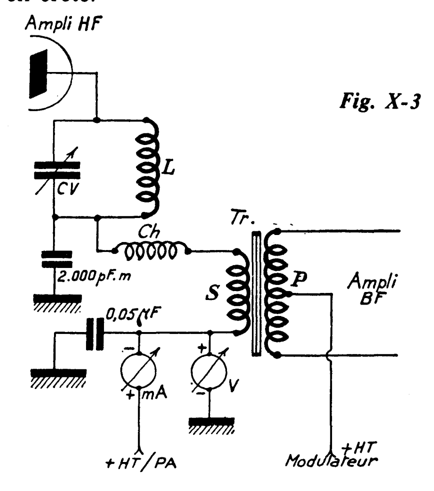


Fig. X-3

Si nous travaillons sur les parties droites des caractéristiques, les intensités plaque sont proportionnelles aux tensions plaque, et les puissances plaque (comme les puissances H.F., d'ailleurs) sont proportionnelles au carré des tensions plaque.

Quelle que soit la tension anodique, le rendement (ou rapport entre la puissance utile et la puissance plaque) est donc constant dans le cycle de modulation et dépasse rarement une valeur de 70 %.

Dans une modulation totale théorique (K = 100 %), la modulation superpose à V_{po} et I_{po} de porteuse, une tension et un courant dont les amplitudes sont aussi égales à V_{po} et I_{po}. En d'autres termes, l'intensité anodique instantanée en crête est double de la valeur I_{po} de porteuse. Comme la tension plaque en crête est de 2 V_{po} la puissance plaque de pointe atteint quatre fois la puissance plaque (1) porteuse W_{po}. La puissance de modulation est égale à :

$$\frac{V_{po}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{po}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{po}\ I_{po}}{2}$$

Autrement dit, pour obtenir la modulation à 100 % que nous nous étions fixée, l'amplificateur B.F. doit fournir une puissance efficace modulée égale à la moitié de la puissance alimentation plaque porteuse.

Pendant la modulation (à 100 %), les valeurs instantanées de la tension et du courant plaque du tube varient de zéro à une valeur double, et la puissance moyenne appliquée devient :

$$V_{po}\ I_{po} + 0{,}5\ V_{po}\ I_{po} = 1{,}5\ V_{po}\ I_{po}$$

La puissance *utile* moyenne augmente également de 50 %. En fin d'analyse, la puissance dissipée est aussi multipliée par 1,5, et, comme il a été dit plus haut, le rendement reste sensiblement constant.

D'une manière plus générale, la puissance utile moyenne et la dissipation anodique obtenues avec une profondeur de modulation K exprimée en décimales, sont égales aux valeurs de porteuse multipliées par le facteur

$$1 + \frac{K^2}{2} \qquad \left|\ \begin{aligned} K &= 0{,}7 \text{ pour } 70\ \%, \\ &= 0{,}85 \text{ pour } 85\ \%, \\ &\text{etc.} \end{aligned}\right.$$

(1) Puissance anodique appelée aussi puissance-input.

On choisit ordinairement sur le réseau de Kellog (caractéristiques I_p/V_p) une valeur du courant anodique instantané maximum en crête de modulation correspondant à une tension de déchet de 18 % environ de V_{po}, la tension V_g maximum devant être cependant inférieure à la tension E_p minimum correspondante (se rapporter aux figures II-4 et 5).

Disons, pour ne pas troubler les idées, que les appareils de mesure (voltmètre V et milliampèremètre A) placés dans l'alimentation anodique du tube H.F. n'accusent aucune variation quand on passe du régime de porteuse pure au régime de modulation à 100 %, malgré l'augmentation de 50 % de la puissance moyenne appliquée. Cela s'explique par le fait que cet apport de puissance est uniquement fourni par le modulateur.

Donc, pour avoir un taux de 100 %, il faut une puissance modulée égale à la moitié de la puissance alimentation plaque. Mais que se passe-t-il si cette condition idéale n'est pas remplie ? Prenons l'exemple d'un émetteur de 40 watts alimentation plaque, pour lequel il faudra 20 watts modulés pour obtenir la profondeur de 100 %. On démontre que, pour une profondeur de 80 %, les deux tiers de la puissance modulée qu'il fallait pour 100 % suffisent, soit 13 watts environ. Pour un taux de 70 %, il ne faut plus que la moitié de ladite puissance modulée, soit 10 watts, etc.

Signalons, cependant, que pour obtenir une modulation à 100 % sur la *parole*, il n'est souvent pas nécessaire d'avoir une puissance modulée égale à la moitié de la puissance-input de l'étage H.F. Ceci est dû à ce que les ondes *vocales* s'écartent généralement énormément de la sinusoïde (selon l'individu). De ce fait, bien que la puissance B.F. instantanée en *crête* soit égale à la puissance alimentation de l'étage H.F., la puissance B.F. modulée (ou puissance *moyenne*) n'atteint pas la moitié prévue de la puissance input de l'étage H.F. (mais 0,3 à 0,4 seulement).

Un dernier mot, enfin, sur le calcul du transformateur Tr. L'enroulement P aura l'impédance nécessaire aux tubes (ou aux

transistors) de sortie du modulateur. Quant à l'enroulement S, tout se passe comme si l'amplificateur B.F. débitait sa puissance modulée sur une résistance de :

$$R = \frac{V_{po}}{I_{po}} = \text{impédance de S.}$$

§ 3. — Modulation par contrôle de grille

Dans un montage où la tension B.F. de modulation est appliquée au circuit plaque, si la tension de polarisation et l'excitation H.F. sont suffisantes, on obtiendra toujours dans le circuit d'anode une puissance utile satisfaisante et un bon rendement au cours du cycle de modulation. Par contre, dans un montage où la tension B.F. de modulation est appliquée à *une grille quelconque,* avec tension de plaque constante, *le régime de pointe* ne peut naturellement pas excéder les valeurs admises pour le fonctionnement en régime télégraphique, aussi bien pour la puissance utile que pour le rendement (le régime télégraphique répondant, en général, aux valeurs optima possibles de ces deux facteurs).

En fait, une augmentation de la tension de polarisation de la grille de commande (modulation sur G_1) ou une diminution de la tension d'écran (modulation sur G_2), ou enfin une polarisation négative de la grille suppressor (modulation sur G_3) sont autant de facteurs qui ne peuvent amener qu'une réduction de la puissance utile et du rendement.

Donc, de tous les systèmes de modulation sur les grilles, découlent une puissance utile et un rendement en porteuse moindres.

1° Modulation sur la grille de commande G_1

Ce procédé de modulation est basé sur les variations de la pente des caractéristiques I_p-V_g. Si l'on applique à un tube, une tension grille de haute fréquence et d'amplitude constante, elle provoque un courant plaque dont l'amplitude est d'autant plus grande que la pente moyenne des caractéristiques est élevée dans la portion utilisée. Par conséquent, si l'on modifie périodiquement la polarisation de cette grille, on obtient un courant de H.F. variant suivant le même rythme. Cette polarisation variable est créée par l'introduction, dans le retour grille, d'un transformateur B.F. alimenté par l'amplificateur modulateur (fig. X-4).

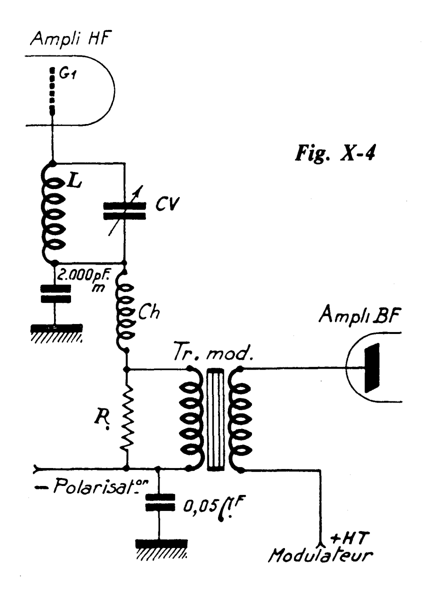


Fig. X-4

Avant d'aller plus loin, on voit qu'un tel système de modulation agit bien sur le *rendement* de la lampe (justification de la classification) et que, d'autre part, la modulation complète d'un tube exige plutôt des volts que des watts. Ainsi, une simple 6AQ5 classe A, alimentée sous 250 V de tension anodique et délivrant 4,5 W modulés, permet de moduler par la grille un tube d'émission dissipant 100 W et donnant 40 W H.F. de porteuse environ (tension anode : 1 500 V).

Conservons ce même tube d'émission, en lui appliquant les tensions requises pour sa modulation grille ; puis relevons successivement diverses intensités d'antenne, en faisant varier le potentiel de grille de zéro à — 300 V, par exemple (— 300 V étant, dans notre cas, la tension de blocage de la lampe).

La caractéristique du courant antenne ainsi obtenue présente une portion sensiblement linéaire correspondant à des polarisations grille comprises entre — 10 et — 280 V, par exemple. Le milieu de cette caractéristique linéaire, correspondant donc à — 145 V, sera le point de fonctionnement de notre tube (valeur de la polarisation de base).

En utilisant, comme nous l'avons dit plus haut, un transformateur pour coupler le modulateur au circuit grille, on aura une modulation voisine de 100 % pour une amplitude de tension B.F. de 135 V développée aux bornes du secondaire. La source de tension B.F. doit, naturellement, pouvoir fournir le courant de grille de crête sans distorsion.

Une des conditions primordiales de la modulation linéaire étant la proportionnalité entre la tension de sortie et la tension d'entrée B.F. dans l'ampli H.F. modulé, le courant plaque alternatif fondamental I_{p1} de porteuse doit pouvoir doubler en crête. On y arrive en augmentant la valeur de I_p max de crête, grâce à la dépolarisation provoquée par la modulation.

Pour un tube donné, la tension plaque continue d'alimentation est choisie égale à la valeur nominale (classe C). Pendant le cycle de modulation, le courant anodique reste constant et égal à la valeur de porteuse. Quant au courant moyen de grille en porteuse, il est négligeable, alors qu'en pointe, il devient plus important.

Une autre condition est à observer pour obtenir une bonne linéarité : il faut choisir un couplage antenne plus important que celui qui serait adopté pour le même tube fonctionnant en classe C télégraphie.

D'autre part, l'excitation grille doit être relativement faible et très soigneusement réglée ; dans notre exemple (tube 40 W H.F.), le courant grille, pour le régime de porteuse, a une valeur de 2 mA.

Afin que la résistance de charge de la lampe de sortie de l'ampli B.F. ne varie pas trop en cours de modulation, on shunte le secondaire du transformateur de liaison — impédance approximative 7 000 Ω — par une résistance de 10 000 Ω environ (voir fig. X-4).

Si, en cours de modulation, la puissance d'excitation H.F. varie d'une façon excessive, il est alors nécessaire de monter une résistance « ballast » sur le circuit accordé L. CV de grille : une ampoule d'éclairage basse tension de 5 à 10 W selon la puissance en jeu, couplée à la bobine L par quelques tours et une ligne torsadée, forme une charge variable et améliore la régulation de l'excitation H.F. de grille.

Enfin, la source de polarisation auxiliaire, par exemple, doit être très stable et parfaitement régulée.

Pour terminer, nous dirons quelques mots sur l'amplificateur B.F. et le transformateur de liaison.

L'amplificateur B.F. doit pouvoir délivrer une puissance modulée égale à 4 à 5 % de la puissance alimentation de l'étage H.F. à moduler ; c'est donc relativement peu.

Le transformateur de liaison Tr_{mod} présente naturellement l'impédance primaire requise par le tube final de l'amplificateur B.F. Quant au secondaire, il suffit de faire le rapport des nombres de tours primaire et secondaire, de façon telle que la tension B.F. de crête développée aux bornes du dit secondaire soit approximativement égale à la polarisation G_1 du tube H.F. à moduler.

Ce procédé de modulation se solde par une faible puissance de sortie et un faible rendement. Ce dernier est voisin de 30 %, mais s'améliore toutefois en cours de modulation.

Ce système n'est guère applicable qu'à des triodes. Il y a peu d'intérêt à l'employer avec des pentodes, quoique celles-ci paraissent s'y prêter admirablement (faible courant de grille de commande). En effet, il est beaucoup plus intéressant, avec de telles lampes, de moduler sur la grille suppressor. Mais, malgré tout, une telle modulation sur G_1 est possible, et elle est parfois utilisée sur des tubes dont la grille d'arrêt n'est pas accessible, ou sur des tétrodes à faisceaux dirigés.

2° Modulation sur la grille écran G_2

Ce procédé de modulation présente quelques analogies avec la modulation plaque déjà vue, en ce sens qu'au lieu de superposer la tension B.F. de modulation à la tension continue d'anode, on la superpose à la tension continue de l'écran G_2 (fig. X-5) ; mais, c'est un système de modulation en *rendement,* malgré tout. La tension de G_2 doit alors varier au rythme des oscillations B.F. A 100 %, elle doit varier entre zéro et une valeur double de la tension continue d'alimentation V_{g2}. Néanmoins, il est préférable de se borner à un taux de 80 %, sinon les distorsions deviennent exagérément importantes.

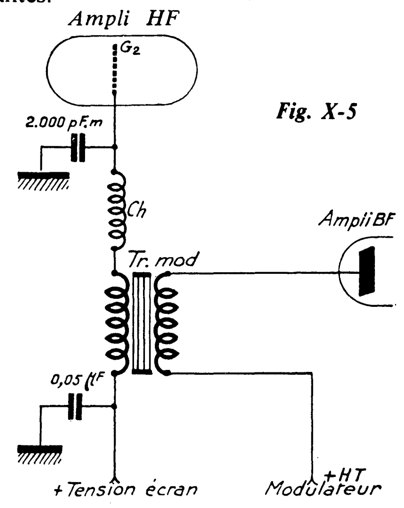


Fig. X-5

V_{g2} est donc choisi inférieur à la valeur habituelle ; sinon, en crête, la tension instantanée d'écran étant plus élevée que la tension instantanée de plaque (qui passe précisément, à ce moment, par sa valeur la plus faible), la plupart des électrons arriveraient sur l'écran, au détriment de l'anode et de son courant. Il en résulterait une dissipation exagérée de l'écran et un affaiblissement notable de la puissance utile de sortie.

On adopte couramment pour V_{g2}, 70 % de la tension requise pour le fonctionnement en classe C télégraphie. Il en résulte que la courbe de modulation s'écrase vers le haut, d'où distorsion relativement importante.

Il faudrait que V_{g2} soit égale à la moitié seulement de la tension normale pour le régime C télégraphie, et se limiter à un taux de 80 % ; mais la puissance de sortie H.F. et le rendement baissent dans des proportions massives. C'est pourtant dans ces seules conditions que l'on peut obtenir une modulation de qualité...

D'autre part, on choisit pour G_1, une polarisation presque égale au double de la tension de blocage.

L'amplitude d'excitation H.F. est constante. De même, la dissipation plaque reste sensiblement constante en cours de modulation. Quant à la dissipation d'écran, elle double environ pour une note tenue, modulation à 100 %. Mais le rendement en porteuse reste faible, du fait que la tension alternative de plaque n'est que la moitié de la valeur de pointe.

Théoriquement, l'amplificateur de modulation doit fournir une puissance B.F. égale à la puissance dissipée par l'écran en porteuse, divisée par 2.

De grosses différences sont constatées dans la valeur relative du courant de G_2 en porteuse, suivant le type de tube utilisé, ou suivant qu'il s'agit de pentodes ou de tétrodes. On a parfois même constaté un courant d'écran inverse ! Mais il ne faut pas en conclure prématurément que la puissance dissipée en pointe de modulation est nulle. La constatation d'un courant nul ou négatif prouve simplement que nous sommes en présence d'une émission secondaire de l'écran. Or, la nécessité d'électrons primaires pour la réalisation de ce phénomène, prouve l'existence d'une dissipation de G_2 appréciable !

3° Modulation sur la grille suppressor

Ce procédé de modulation (fig. X-6) présente certaines analogies avec la modulation par la grille de commande ; mais ici, la tension B.F. est superposée *simplement à la tension continue de polarisation* de la grille d'arrêt. Il permet la radiotéléphonie en faisant varier le rendement de la lampe au rythme des signaux de basse fréquence.

Pendant le cycle de modulation, à 100 %, le régime de pointe est identique aux condi-

tions de fonctionnement en classe C télégraphie (dans laquelle la tension de polarisation de G_3 est très souvent nulle). D'autre part, l'annulation du courant anodique et, par suite, de la puissance de sortie (creux de modulation) sont obtenues par une polarisation négative suffisante de la grille suppressor (tension de blocage).

On déduit de ces deux dernières remarques que le régime de porteuse est déterminé par une polarisation négative intermédiaire (tension de base) de la grille 3. En résumé, même procédé de calcul du point de fonctionnement en porteuse que pour la modulation par la grille de commande ; mais il faut tracer la courbe du courant antenne en fonction des variations de G_3.

En faisant varier la tension de G_3 entre les limites indiquées ci-dessus, il convient de surveiller étroitement la dissipation de l'écran. En effet, plus l'on polarise négativement G_3, plus le courant d'écran augmente (et en même temps, la puissance dissipée de cette électrode : $V_{g2} \cdot I_{g2}$).

Si, au cours de la mesure, cette puissance dissipée venait à dépasser la valeur permise, il serait nécessaire de *réduire* la tension d'écran et de recommencer la mesure.

Le transformateur utilisé dans la liaison entre l'amplificateur H.F. et l'étage final du modulateur devra pouvoir développer une amplitude de tension B.F. de crête égale à la tension de polarisation de la grille G_3 ou, si l'on préfère, une tension B.F. *crête à crête* égale à la tension de blocage du tube par sa grille G_3 (cela, si l'on veut obtenir une profondeur de modulation de 100 %).

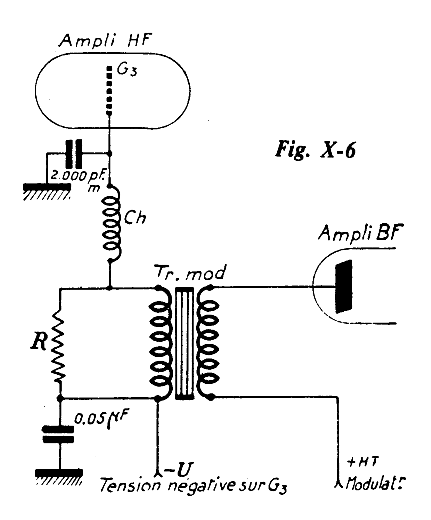


Fig. X-6

Afin que la résistance de charge du tube de sortie du modulateur ne varie pas dans de trop grandes proportions au cours du cycle de modulation, il est recommandé de shunter le secondaire du transformateur de liaison (impédance d'environ 7 000 Ω) par une résistance de l'ordre de 10 000 Ω.

La dissipation anodique est sensiblement la même qu'en pointe, mais la puissance utile est quatre fois moindre.

L'excitation H.F. appliquée à la grille de commande doit être généreuse, si l'on veut un bon rendement : valeur d'excitation sensiblement égale à la valeur nécessaire dans le cas de la modulation par l'anode. Cependant, l'ajustage de cette puissance d'excitation n'est pas aussi critique que pour les systèmes de modulation sur la grille de commande.

La tension d'excitation, réglée sur le régime de crête, garde une valeur constante.

§ 4. — Modulations combinées plaque et écran

Le procédé s'apparente à la modulation par contrôle d'anode ; il n'en diffère seulement que par l'addition d'une modulation simultanée sur G_2.

Cette modulation supplémentaire sur l'écran permet de corriger quelques défauts de la modulation anode seule sur une *pentode* ou une tétrode.

En examinant la courbe tension de sortie/tension d'entrée d'un amplificateur H.F. équipé d'une pentode modulée plaque, on remarque un écrasement dans la région de crête. En effet, pendant le cycle de modulation, lorsque la tension plaque tend à doubler (100 %), la tension d'écran, restant constante, devient alors insuffisante, d'où mauvais rendement dans les pointes. Ce défaut n'existe naturellement que pour des pentodes ou des tétrodes.

Le remède consiste à appliquer la modulation simultanément à l'anode et à l'écran, en obligeant ainsi les potentiels de ces deux électrodes à varier dans le même sens et dans la même proportion pendant la modulation. Les crêtes se redressent alors nettement.

A. — Procédé par transformateur spécial

Comme le montre la figure X-7, le transformateur de liaison comporte un enroulement supplémentaire S_2 pour la modulation de l'écran. S_1 est calculé comme indiqué paragraphe 1, 2°. Le rapport des enroulements S_1 et S_2 sera le même que le rapport des tensions continues de plaque et d'écran.

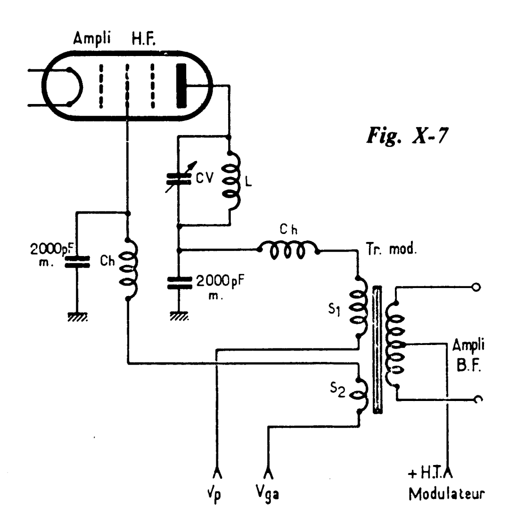


Fig. X-7

Dans ces conditions, l'écran peut parfaitement être alimenté par une source V_{g2} indépendante de l'alimentation anodique V_p.

Les tensions d'alimentation plaque et écran sont choisies égales à 75 ou 80 % des tensions correspondant au régime classe C télégraphique.

B. — Procédé par résistance

On peut également réaliser une modulation combinée plaque et écran en alimentant cette dernière électrode à travers une résistance chutrice adéquate, à partir de la *H.T.*

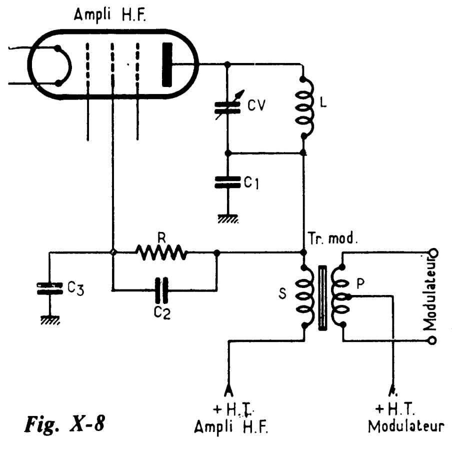


Fig. X-8

anodique modulée (fig. X-8). Le secondaire du transformateur de modulation est calculé comme il a été dit au paragraphe 2.

Les condensateurs de fuite d'anode et d'écran, C_1 et C_3, font chacun une capacité de l'ordre de 2 000 à 5 000 pF. La résistance R est évidemment calculée pour qu'elle apporte la chute de tension continue désirée afin que l'écran soit alimenté correctement. Quant au condensateur C_2 (à déterminer expérimentalement, entre 1 000 et 10 000 pF), il shunte la résistance R au point de vue B.F. ; il évite, d'une part, le déphasage que pourrait produire C_3, et, d'autre part, il compense la charge représentée en B.F. par C_3.

§ 5. — Modulation des émetteurs à transistors

En ce qui concerne la modulation en amplitude, disons que le seul procédé recommandable pour obtenir un taux de modulation élevé sans distorsion inacceptable, consiste à moduler par le collecteur. Ce procédé ne diffère pas beaucoup de la modulation par l'anode des émetteurs à lampes : la tension d'alimentation **E** varie selon le rythme BF de la tension modulatrice appliquée par le transformateur de sortie de l'amplificateur audio-fréquence. Si le taux de modulation est **m**, la tension varie donc de **E** (1 − m) à **E** (1 + **m**).

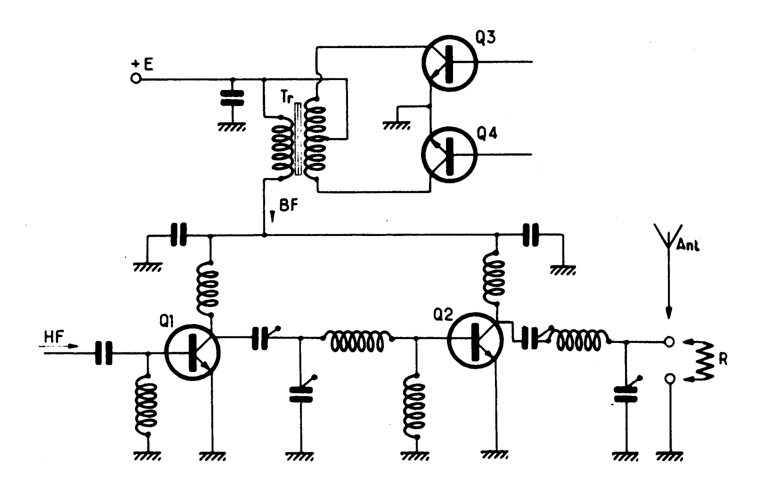


Fig. X-9

Il est possible de moduler seulement l'étage final PA-HF, ou bien de moduler les deux derniers étages (étage driver et étage PA). Dans le second cas, c'est-à-dire avec modulation fractionnée sur deux étages, le taux de modulation **m** peut être augmenté, tandis que la distorsion diminue.

Ce genre de montage est représenté d'une façon très schématique sur la figure X-9 ; la modulation en amplitude fractionnée sur les collecteurs est appliquée à l'étage driver (Q_1) et à l'étage final PA (Q_2). Le transformateur de modulation Tr est attaqué par un amplificateur BF se terminant par un étage push-pull ($Q_3 + Q_4$). L'étage de sortie HF est chargé, soit par une résistance (pour étude), soit par une antenne (pour rayonnement).

La modulation simultanée de l'étage driver d'attaque permet de fournir une puissance d'entrée (à l'étage PA) toujours proportionnelle à la puissance de sortie. Ainsi, le signal de sortie reste toujours correctement sinusoïdal et le rendement est amélioré. Les creux de modulation ont aussi, dans ce cas, une meilleure forme, car une partie assez importante de la puissance d'entrée est transmise par effet capacitif. Les essais ont montré que les meilleurs résultats sont obtenus pour un taux de modulation égal sur les deux étages, et qu'une modulation fractionnée sur trois étages n'apporte rien de plus que sur deux étages.

Pour obtenir une modulation satisfaisante à tous points de vue, il y a lieu de bien ajuster la charge sur l'étage PA afin d'obtenir le rendement maximum pour la puissance porteuse donnée, et non pas la puissance maximale avec un rendement quelconque.

Le transformateur de modulation doit fournir une puissance $m^2.E.I_o/2$; son noyau doit donc être prévu d'une façon assez large. Plus particulièrement, il doit pouvoir supporter une intensité I_o continue généralement très intense, sans saturation.

•

Pour la modulation des émetteurs à transistors, l'organe critique sur lequel on se heurte souvent, est le transformateur de modulation assurant le couplage entre le dernier étage BF et l'émetteur (dimensions importantes pour éviter la saturation).

Une solution parfois mise en œuvre, permettant de supprimer ce transformateur, consiste à utiliser un transistor de grande puissance monté *en série* dans l'alimentation en courant continu de l'étage HF à moduler (fig. X-10).

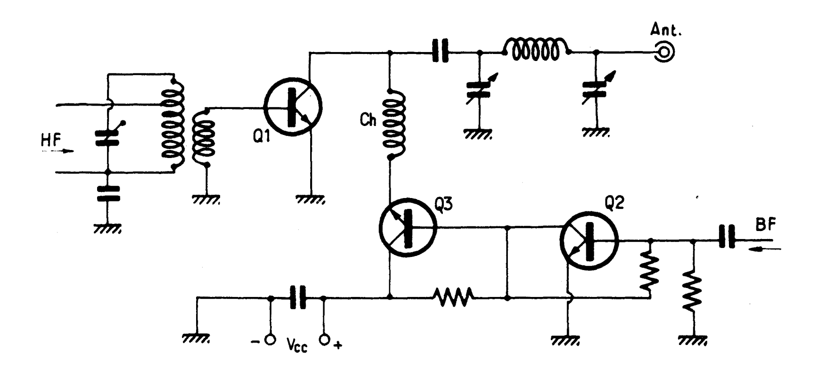


Fig. X-10

Dans le schéma que nous donnons comme exemple, Q_1 est le transistor amplificateur final HF à moduler ; le transistor modulateur BF est Q_3 (en série dans l'alimentation de Q_1). Ces deux transistors doivent être de puissance dissipable maximale sensiblement équivalente... voire supérieure pour Q_3. Pour attaquer convenablement Q_3, on prévoit un transistor Q_2 monté en liaison directe. Du reste, si Q_3 est d'une puissance très importante, on pourra avoir une chaîne de trois ou quatre transistors en liaison directe afin d'obtenir une attaque BF correcte.

Nous aurons d'ailleurs l'occasion de revenir sur cette solution, sur ses inconvénients et ses avantages, lors de l'étude d'un montage pratique de ce genre de modulateur au cours du chapitre suivant.

§ 6. — Contrôle automatique du gain BF Compresseurs de modulation

Il ne faut, sous aucun prétexte, dépasser une profondeur de modulation de 100 % (cas de la modulation en amplitude) ; mais il est recommandé de s'en approcher le plus possible (compte tenu des distorsions éventuelles) et... de s'y tenir ! Il en est d'ailleurs exactement de même en FM et en SSB (chapitres XVI et XVII) où il est également recommandé de maintenir la modulation à un niveau élevé si l'on veut qu'elle soit énergique, et de ce fait qu'elle produise une émission d'une grande efficacité.

Pour être certain d'avoir une modulation efficace en permanence, toujours à son niveau maximal sans pour autant surmoduler (ce qui se traduirait par des éclaboussures sur la bande et donnerait aux autres OM une piteuse opinion de votre émission), le mieux est évidemment de faire appel à un dispositif **automatique,** à un compresseur de modulation, dont la figure X-11 nous montre un exemple.

Ce montage utilise un circuit intégré (IC) du type LM 370 de National Semiconductor et un transistor Q du type BCY 40 (ou similaire). Le circuit intégré comporte deux broches (3 et 4) permettant de contrôler la commande du gain de préamplification ; la broche 3 est utilisée pour le réglage manuel du gain à l'aide du potentiomètre P_1 ; quant à la broche 4, elle reçoit la commande *automatique* de gain dont le niveau de compression est déterminé par le réglage du potentiomètre P_2.

L'alimentation est effectuée à partir d'une tension de 12 V (négatif à la masse).

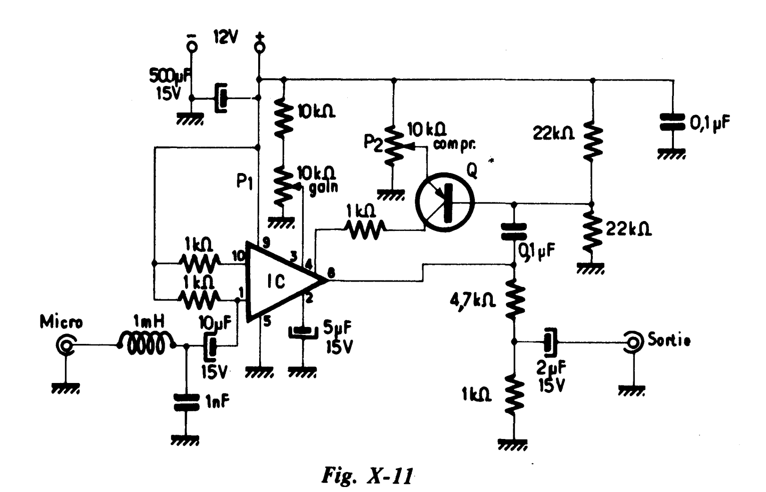


Fig. X-11

Préamplificateur-compresseur et « bip » de fin d'émission

Dans une station d'amateur, surtout pour le trafic en DX, le compresseur de modulation est un dispositif annexe d'une grande utilité. En fait, l'établissement d'un bon QSO lointain est non seulement tributaire d'une bonne qualité de modulation, mais aussi et surtout de *l'efficacité* de cette dernière, que ce soit en AM ou en SSB.

D'autre part, il est difficile à un opérateur de parler avec un volume sonore constant ; tout comme il est peu agréable de parler avec les lèvres collées au microphone. Ces deux inconvénients sont supprimés par l'emploi d'un préamplificateur-compresseur microphonique ; il est alors possible de parler plus « confidentiellement », à une distance quelconque (voire variable) du microphone, et le niveau de modulation de sortie demeure toujours constant et maximal. Ce dispositif permet donc d'augmenter l'efficacité de l'émetteur et de mieux passer dans les QRM (comme s'il s'agissait d'une station nettement plus puissante).

Dans le même boîtier, et parallèlement à ce premier dispositif, nous en incorporons un second que nous avons nommé « bip » de fin d'émission... et qui est surtout apprécié et employé en VHF.

Dans la majorité des contacts DX, il y a souvent une relative difficulté à garder la liaison audible pendant tout le QSO. Cela est généralement dû à la propagation, notamment sur les fréquences sensibles à celle-ci telles que les VHF. Ces changements de propagation qu'ils soient brusques ou très lents, permettent quelquefois de très bons contacts ; par contre, ces mêmes changements sont souvent la cause de la perte du correspondant. En outre, sur VHF, lors de la réception de stations faibles, il faut compter avec le souffle qui parfois empêche de bien discerner la fin des messages.

Pour pallier ce trafic difficile et pour y remédier quelque peu, nous avons vu apparaître « sur l'air » un petit appareil délivrant *un signal sonore en fin d'émission* (bip). De tous les gadgets dont peut être garnie une station notamment pour le trafic VHF, celui-ci doit sans aucun doute être classé parmi les plus utiles et efficaces, principalement lors de liaisons difficiles ou gênées par le souffle.

Néanmoins, bien que réunis dans le même boîtier, les deux dispositifs font évidemment l'objet de circuits bien séparés (bien que comportant quelques interconnexions) ; cela veut dire que l'OM pourra, à son goût, réaliser l'un ou l'autre, ou l'un l'un et l'autre, sans problème.

SECTION « PREAMPLIFICATEUR COMPRESSEUR »

On voudra bien se reporter à la figure X-12 représentant l'ensemble du montage, préamplificateur-compresseur à la partie supérieure et « bip » de fin d'émission dans la partie inférieure.

Examinons tout d'abord le circuit du préamplificateur-compresseur. Son rôle consiste donc à fournir des signaux BF d'amplitude sensiblement constante, malgré d'importantes variations à l'entrée ; de plus il doit transmettre une large bande de fréquences de façon linéaire, avec un taux de distorsion harmonique réduit et avoir un temps de réponse bref vis-à-vis des variations possibles des signaux appliqués à l'entrée (variation pouvant atteindre un rapport de 100).

Il s'agit d'un préamplificateur contre-réactionné de façon que la contre-réaction diminue le gain lorsque le signal d'entrée augmente, et augmente le gain lorsque la valeur du signal d'entrée diminue. La prise microphone J_1 permet de transmettre le signal au préamplificateur-compresseur lorsque le commutateur S1 **a + b** est en position haute. En position basse de ce commutateur, l'action du préamplificateur-compresseur est éliminée et les signaux se retrouvent directement à la prise de sortie J_3.

Lorsque le préamplificateur-compresseur est en service les signaux sont appliqués au potentiomètre d'entrée $Pot._1$ (lequel est jumelé avec l'interrupteur d'alimentation S2) ; le réglage de ce potentiomètre sera exposé ultérieurement. Les signaux microphoniques aboutissent sur la porte d'un transistor à effet de champ Q_1, lequel présente une impédance d'entrée élevée et procure une protection efficace contre le bruit de fond. On peut considérer l'impédance d'entrée comme étant de l'ordre de 500 kΩ ; cette disposition permet l'emploi de microphones de tous types et de toutes grandeurs d'impédance (de 200 Ω à 500 kΩ).

Le signal est ensuite amplifié par le circuit intégré IC_1, puis il est dirigé vers le potentiomètre de réglage du niveau de sortie $Pot._2$, après avoir traversé R_{22} et C_{19}, éléments filtrant les fréquences élevées du registre sonore.

Par ailleurs, une fraction du signal BF de sortie est prélevée par le pont de résistances R_{17} et R_{18}, puis est canalisée sur l'amplificateur composé des transistors Q_3-Q_2, circuit à gain variable inséré en contre-réaction en opposition de phase et disposé entre la sortie et l'entrée du circuit intégré IC_1 par l'intermédiaire du condensateur C_6.

Le gain de l'amplificateur de contre-réaction est rendu variable par l'emploi des transistors Q_6-Q_7 disposés en série avec les condensateurs C_8-C_9 et dont l'impédance dynamique varie en fonction de la tension de polarisation leur étant appliquée et provenant de la sortie de IC_1. En effet, le signal de commande prélevé par l'intermédiaire du condensateur C_{12} est appliqué à la diode D_1 et au transistor Q_4 (ensemble formant un redresseur) ; puis la tension continue variable obtenue est appliquée sur les portes des transistors Q_6-Q_7, ce qui provoque la variation de leur résistance interne.

Le réseau R_{20}, C_{14} détermine la constante de temps de retour au repos du système ; avec une résistance R_{20} de 470 kΩ, on a un délai de deux secondes.

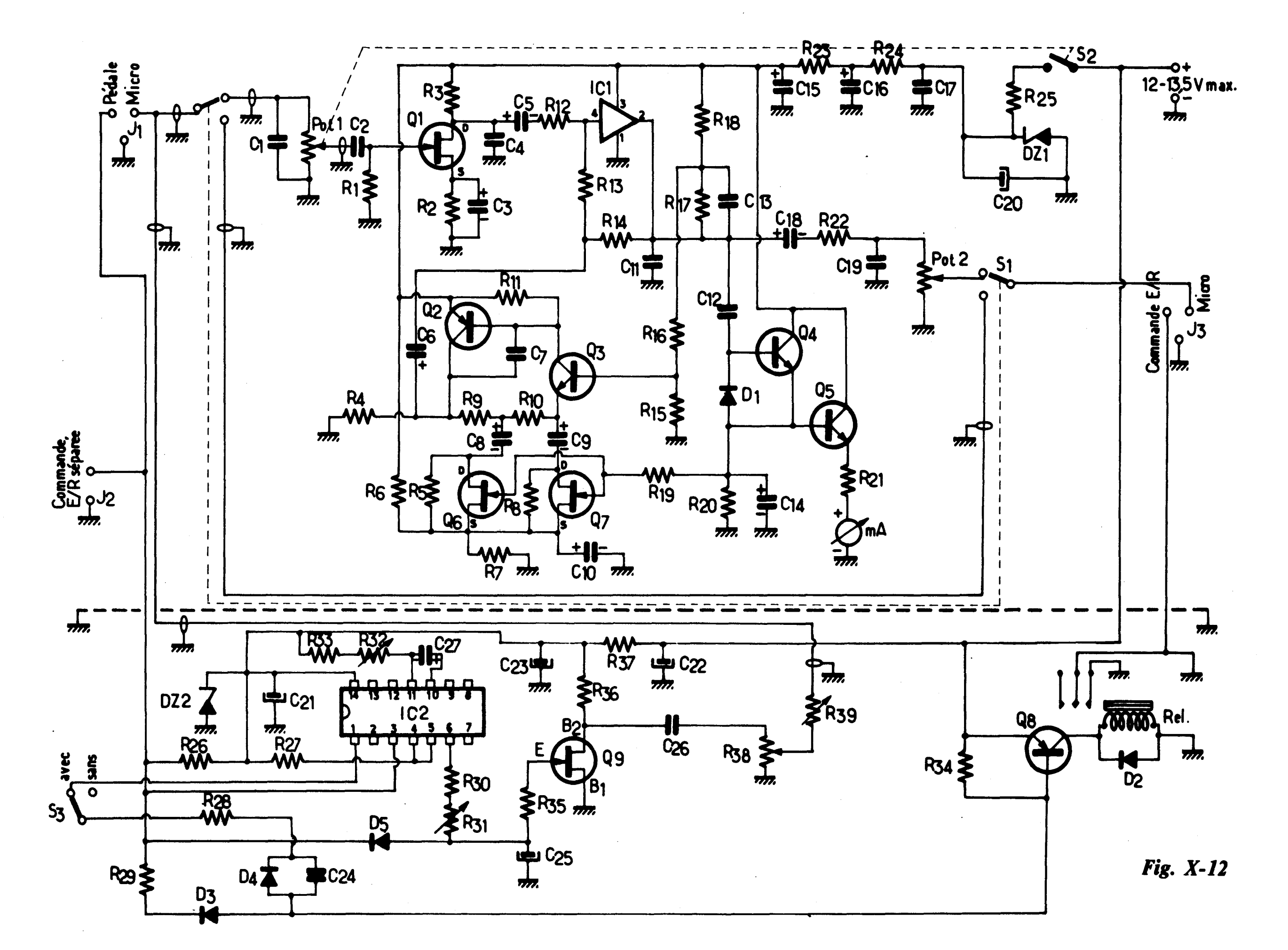
Le transistor Q_5 sert d'amplificateur de courant continu pour le galvanomètre (1 mA), indicateur de l'entrée en action et de l'efficacité de la compression.

Pour un signal d'entrée passant de 0 à 0,4 mV, le signal de sortie passe de 0 à 60 mV ; pour toute augmentation supérieure de l'amplitude du signal d'entrée (c'est-à-dire au-dessus de 0,4 mV) le système de compression entre en action et nivèle l'amplitude du signal de sortie à 60 mV. C'est ainsi que pour des signaux d'entrée de 1 mV, 10 mV, 60 mV, le niveau de sortie demeure constant à 60 mV.

Les caractéristiques générales du dispositif sont les suivantes :

Distorsion harmonique $\leq$ 0,1 % en zone linéaire ; 1,5 % en zone de compression,

Sensibilité de la compression = 300 µV environ,



Pédale
Micro
J1
C1
Pot 1
C2
R1
Q1
R3
R2
C3
C4
C5
R12
IC1
R13
R14
C11
R18
R17
C13
C12
R16
R15
D1
C15
C16
C17
R23
R24
S2
12-13,5 V max.
R25
DZ1
C20
C18
R22
C19
Pot 2
S1
Commande E/R
Micro
J3
Q4
Q5
R21
mA
R11
Q2
C6
C7
Q3
R4
R9
R10
C8
C9
R6
R5
Q6
R8
Q7
R7
C10
R19
R20
C14
Commande E/R séparée
J2
R33
R32
C27
C23
R37
C22
DZ2
C21
IC2
R36
R39
B2
E
Q9
B1
C26
R38
R26
R27
avec
sans
S3
R30
R31
R28
D5
R35
C25
R29
D4
C24
D3
Q8
Rel.
R34
D2

Fig. X-12

Gamme de compression > 45 dB
Impédance d'entrée = 500 kΩ
Impédance de sortie = 5 kΩ maximum (ce qui permet le branchement et l'adaptation facile du dispositif à l'entrée de tout appareil présentant une impédance comprise entre 200 Ω et 500 kΩ, ou davantage).

L'alimentation générale nécessite une tension de 12 V. Elle peut être obtenue, soit à partir d'une batterie de piles, soit au moyen d'une alimentation auxiliaire à partir du secteur, soit enfin par prélèvement d'un courant continu de 12 à 13,5 V sur le transceiver faisant suite.

La mise en service et les réglages de cette première section s'effectuent de la façon suivante : le microphone est connecté à la prise J_1 ; la prise J_3 est reliée à l'entrée microphonique du transceiver (par fil blindé). Par ailleurs, l'alimentation est raccordée et appliquée par la fermeture de l'interrupteur S_2 du potentiomètre $Pot._1$.

Tout d'abord le commutateur S_1 est placé en position basse (dispositif hors service). Parler devant le microphone et ajuster le gain de modulation de l'équipement faisant suite afin d'obtenir un niveau convenable. Placer les deux potentiomètres $Pot._1$ et $Pot._2$ en position minimum, puis basculer le commutateur S_1 en position haute (dispositif en service). Tout en parlant au microphone, tourner lentement le potentiomètre $Pot._1$ jusqu'à ce que l'on observe un début de déviation de l'aiguille du galvanomètre « mA ». Ensuite, tourner le potentiomètre $Pot._2$ jusqu'à l'obtention du même niveau de modulation déterminé précédemment sur l'appareil faisant suite.

Les réglages sont ainsi terminés et quel que soit le volume sonore de la voix de l'opérateur, la compression agira et la profondeur de modulation pour le transceiver sera constante et maximale.

Caractéristiques des éléments

Potentiomètres

$Pot._1$ = 1 MΩ log. avec interrupteur

$Pot._2$ = 5 kΩ linéaire

Axes sortis pour commande extérieure.

Résistances (sauf indication particulière, toute résistance d'une puissance de 0,25 W ; tolérance ± 5 %).

R_1 = 470 kΩ	R_{14} = 270 kΩ
R_2 = 3,9 kΩ	R_{15} = 6,8 kΩ
R_3 = 4,7 kΩ	R_{16} = 4,7 kΩ
R_4 = 6,8 kΩ	R_{17} = 10 kΩ
R_5 = 47 kΩ	R_{18} = 180 Ω
R_6 = 10 kΩ	R_{19} = 47 kΩ
R_7 = 6,8 kΩ	R_{20} = 470 kΩ
R_8 = 47 kΩ	R_{21} = 1,8 kΩ
R_9 = 6,8 kΩ	R_{22} = 4,7 kΩ
R_{10} = 6,8 kΩ	R_{23} = 100 Ω
R_{11} = 4,7 Ω	R_{24} = 100 Ω
R_{12} = 4,7 kΩ	R_{25} = 120 Ω 2 W
R_{13} = 10 kΩ	

Condensateurs

C_1 = 270 pF céram.	C_{11} = 4,7 nF céram.
C_2 = 0,1 µF	C_{12} = 10 nF céram.
C_3 = 100 µF/15 V	C_{13} = 100 pF céram.
C_4 = 1 nF céram.	C_{14} = 10 µF/15 V
C_5 = 1 µF/15 V	C_{15} = 470 µF/15 V
C_6 = 10 µF/15 V	C_{16} = 470 µF/15 V
C_7 = 100 pF céram.	C_{17} = 10 nF céram.
C_8 = 10 µF/15 V	C_{18} = 1 µF/15 V
C_9 = 10 µF/15 V	C_{19} = 4,7 nF céram.
C_{10} = 100 µF/15 V	C_{20} = 470 µF/15 V

Semi-conducteurs

DZ_1 = diode zener (12 V) type BZY 95-C12
D_1 = 1N 914 ou BAV 19
$Q_1 = Q_6 = Q_7$ = 2N 5486 ; MPF 102
Q_2 = BC 159 ; BC 179 ; BC 419 ; BC 559.
$Q_3 = Q_4 = Q_5$ = BC 108, BC 130, BC 172, BC 183, BC 208, BC 238, BC 408, BC 548, 2N 3565
IC_1 = MFC 4010 A de Motorola (brochage, voir fig. X-13) ; ce circuit intégré est un préamplificateur à faible souffle qui peut se remplacer par des types tels que TDA 1002, LM 370, SL 630 C, MC 1590, CA 3048, etc. (mais brochages différents).

SECTION « BIP » DE FIN D'ÉMISSION

Cette section occupe donc la partie inférieure de la figure X-12.

Le principe du montage comporte trois éléments principaux :

— un monostable, donnant la durée du signal sonore ;

— un oscillateur basse fréquence, à transistor unijonction, générant la note de ce signal ;

— un étage de commande du relais de commutation.

Le cœur du dispositif est essentiellement un circuit intégré monostable (IC_2) du type GFB 74121 (ou SN 74121 N) dont le brochage et la logique sont représentés sur la figure X-13.

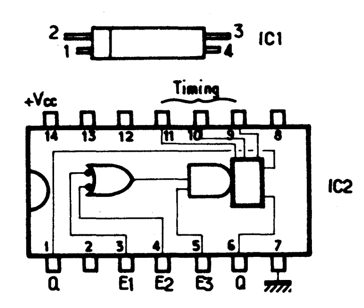


Fig. X-13

Ce type de circuit intégré possède un niveau continu de déclenchement qui est indépendant du temps de transition de l'impulsion d'entrée. Les possibilités d'entrée permettent de choisir le déclenchement, soit sur le front positif, soit sur le front négatif de l'impulsion d'entrée, et permettent l'inhibition. Ce circuit dispose de sorties complémentaires donnant, soit une impulsion positive, soit une impulsion négative, pouvant être calibrée en durée entre 40 nanosecondes et 40 secondes (grâce à une résistance et à une capacité branchées extérieurement).

E_1 et E_2 sont des entrées de déclenchement sur front négatif. Le monostable est déclenché lorsque E_1, ou E_2, ou les deux, évoluent du niveau haut vers le niveau bas (E_3 restant au niveau haut).

E_3 est une entrée de déclenchement sur front positif, pour fronts de montée lents ou détection du niveau (trigger de Schmitt). Le monostable est déclenché lorsque E_3 évolue du niveau bas vers le niveau haut (E_1 et E_2 restant à l'état bas).

Examinons maintenant le fonctionnement de l'ensemble :

1° A la mise sous tension générale, les différents circuits sont au repos, à savoir : le transistor Q_8 est bloqué, donc le relais est en position réception ; l'oscillateur UJT (Q_9) est mis hors de fonctionnement par l'intermédiaire du circuit intégré monostable, la sortie Q étant à 0.

2° Lorsque l'on commute sur émission (pédale du microphone fermée en J_1 ou interrupteur de commande E/R séparée en J_2) : le transistor Q_8 est saturé et le relais passe en position travail ; l'oscillation UJT est toujours hors de fonctionnement grâce à la diode d'aiguillage D_5 ; le circuit intégré IC_2 reçoit un top à l'entrée, mais celui-ci est sans effet puisque les niveaux sont déjà préconditionnés.

3° Lorsque le contact de pédale est réouvert, le circuit intégré reçoit un nouveau top ; celui-ci fait basculer les sorties Q et $\bar{Q}$ pendant un temps fixé par l'ensemble R_{32} + C_{27} de temporisation. Sur la sortie $\bar{Q}$, un niveau 0 apparaît. Ce niveau permet de laisser le transistor Q_8 en conduction (position émission) pendant le même temps défini ci-dessus. Simultanément, le circuit intégré ne faisant plus opposition au fonctionnement de l'UJT, cet oscillateur se déclenche ; puisque nous sommes toujours en position « émission », le signal sonore est donc directement transmis par l'intermédiaire du modulateur de l'émetteur.

En résumé, la commutation « émission-réception » est effectuée, soit par la pédale alliée au microphone (connecteur J_1), soit par un interrupteur simple (connecteur J_2). Lorsque cette commutation est fermée, l'émetteur de l'UJT est à la masse ; l'oscillateur ne peut donc fonctionner. Simultanément, on conditionne le transistor Q_8 dont le fonctionnement a été exposé ci-dessus. Lorsque l'on passe de position « émission » en position « réception », cela provoque une rupture de contact nécessaire et suffisante pour déclencher le circuit monostable.

La sortie Q préalablement à 0 passe à un niveau haut ; l'aiguillage à diode de l'UJT étant lui-même à 1, celui-ci oscille à la fréquence déterminée par le condensateur C_{25} et la résistance ajustable R_{31}.

La sortie Q passe de 1 à 0 (niveau bas) ; ce changement de niveau suit de quelques nanosecondes le niveau bas déjà imposé à l'entrée du transistor Q_8. Celui-ci n'a donc pas le temps de modifier son courant collecteur qui, pendant un moment, laisse le relais en position émission.

Tout cela se déroule pendant le temps déterminé par le circuit de temporisation $R_{32} + C_{27}$ (temps généralement fixé entre 1 et 2 secondes). Lorsque ce temps est écoulé, un nouveau changement d'état se produit à la sortie du monostable ; ceci entraîne le blocage du transistor de commutation Q_8 (passage en réception) et la mise hors fonctionnement du transistor Q_9 (arrêt de l'oscillation BF).

Le montage prévoit également un interrupteur S_3 ; lorsqu'il est fermé, il permet le fonctionnement normal que nous venons de décrire. Lorsqu'il est ouvert, le circuit monostable n'influence plus le transistor de commutation Q_8 qui fonctionne alors directement au rythme de la commande « émission-réception » (pédale ou interrupteur). Cette disposition permet, si on le désire, le passage d'émission à réception sans la transmission du « bip » de fin de message.

Une diode D_2 est placée en parallèle sur la bobine du relais pour préserver le transistor Q_8 des impulsions négatives dues au coefficient de surtension de ce bobinage.

Le potentiomètre R_{38} et la résistance R_{39} (ajustables par tournevis) permettent le réglage du niveau BF du « bip » injecté sur l'entrée microphonique, ainsi que l'adaptation des impédances. Approximativement, la résistance R_{39} est réglée à une valeur correspondant sensiblement à l'impédance du microphone ; ensuite, on ajuste le potentiomètre R_{38} pour obtenir un niveau sonore suffisant pour le « bip ».

L'ensemble de l'appareil comportant les deux dispositifs que nous venons d'examiner est monté dans un boîtier métallique aux dimensions suivantes : profondeur 140 mm, largeur 140 mm, hauteur 70 mm.

Chaque circuit est réalisé sur sa propre plaquette, chaque plaquette étant séparée par un écran métallique de blindage. A l'arrière, nous avons le connecteur d'alimentation et le connecteur J_2. A l'avant, nous avons le potentiomètre d'entrée $Pot._1$ (jumelé avec S_2), le potentiomètre de sortie $Pot._2$, le connecteur d'entrée microphonique J_1, le galvanomètre « mA », l'inverseur S_1 et l'interrupteur S_3.

Caractéristiques des éléments (BIP)

Résistances :

R_{26} = 2,4 kΩ
R_{27} = 2,4 kΩ
R_{28} = 2,4 kΩ
R_{29} = 2,2 kΩ
R_{30} = 8,2 kΩ
R_{31} = 22 kΩ ajustable (fréquence « note »)
R_{32} = 22 kΩ ajustable (délai)
R_{33} = 4,7 kΩ
R_{34} = 330 Ω
R_{35} = 220 Ω
R_{36} = 4,7 kΩ
R_{37} = 160 Ω
R_{38} = 100 kΩ (potentiomètre ajustable)
R_{39} = 100 kΩ (résistance ajustable)

Condensateurs :

C_{21} = C_{23} = 22 µF/15 V
C_{22} = 470 µF/15 V
C_{24} = 33 nF céram.
C_{25} = 1,5 µF/15 V
C_{26} = 0,33 µF
C_{27} = 47 µF/15 V

Relais (Rel.) :

type 300 à 500 Ω/12 V

Semi-conducteurs :

D_2 = D_3 = D_4 = D_5 = 1N 914 ou BAV 19
DZ_2 = diode zener 5 V type BZX 61/C5V1
Q_8 = 2N 4028, ou 4029, ou 4030, ou 4031, ou 4032, ou 4033 ; BC 287, BCW 45, BC 160, BC 304
Q_9 = 2N 2646 ou 2N 2647
IC_2 = monostable, types : SFC 4121 E ; SN 74121 N ; GFB 74121.

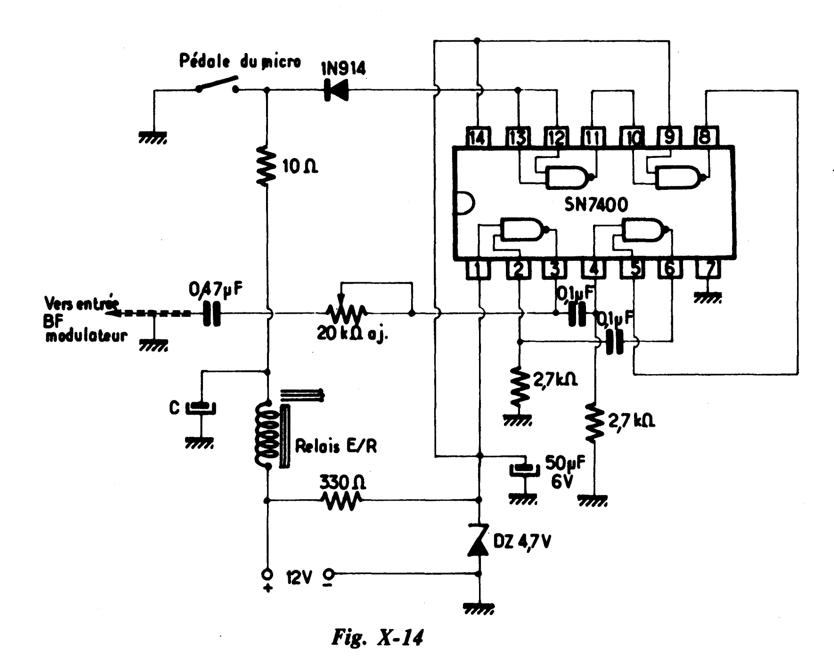


Fig. X-14

Comme nous l'avons déjà dit, dans le montage précédent, l'amateur peut ne réaliser que le circuit du « bip » de fin d'émission, si seul ce circuit l'intéresse. Dans cet ordre d'idée, la figure X-14 représente un autre montage de « bip » de fin d'émission, montage simplifié puisqu'il ne fait appel qu'à un seul circuit intégré du type SN 7400.

En réception (pédale du microphone ouverte), les entrées 12 et 13 étant en l'air, le montage oscille ; le signal BF de modulation est recueilli sur la sortie 3 et est transmis à l'entrée du modulateur BF (entrée microphonique) par l'intermédiaire d'une résistance ajustable de 20 kΩ qui dose le niveau d'injection.

En émission, la cathode de la diode 1N 914 étant mise à la masse par la pédale du microphone, cette diode est rendue conductrice, et par conséquent bloque l'oscillateur puisque les entrées 12 et 13 sont à la masse.

Lorsqu'on repasse en réception (ouverture de la pédale), le condensateur C se recharge à travers le relais (puisqu'il s'était déchargé en position « émission » du fait de la fermeture de la pédale).

Pendant le temps de recharge du condensateur C (temps qui est fonction de sa capacité et de la résistance de la bobine du relais), l'oscillateur débloqué de nouveau modulera l'émetteur jusqu'à ce que le relais retombe en position « réception » (c'est-à-dire lorsque C sera rechargé). Le « bip » sera donc émis pendant ce court instant.

Il suffit donc de déterminer par essais la valeur de la capacité du condensateur C afin que la durée du « bip » soit correcte. Cette capacité dépend essentiellement de la valeur de la résistance de la bobine d'excitation du relais « émission/réception » ; cette capacité se situe généralement entre 500 μF et 2000 μF (condensateur électrochimique 15 V).

CHAPITRE XI

AMPLIFICATION BASSE FRÉQUENCE MODULATEURS

§ 1. — Microphones

Le microphone est un des accessoires capitaux de la section B.F. ; en effet, ce serait peine perdue que d'utiliser un amplificateur B.F. de qualité accouplé à un quelconque microphone lamentable.

Nous ne dirons rien sur les microphones dynamiques, à ruban, électrostatiques ou piézoélectriques qui, lorsqu'ils sont bien adaptés, permettent une fidélité remarquable.

Insistons cependant sur le fait que *certains* microphones à cristaux ou dynamiques bon marché ont une courbe de réponse vraiment piteuse. Donc, amateurs, attention ! Mais, d'une manière générale, avec des microphones sérieux bien établis, de marque réputée, la fidélité et le succès sont certains.

§ 2. — Conception des modulateurs

Dans l'établissement de la section « modulation » d'un émetteur, c'est l'étage final B.F., ou modulateur, qu'il convient de déterminer en premier lieu, selon la puissance basse fréquence requise.

On sait, en effet, que dans le cas d'une modulation par l'une des grilles, aucune puissance B.F. importante n'est exigée ; c'est la notion de « tension B.F. » qui intervient.

Par contre, dans la modulation par contrôle d'anode, c'est la notion « puissance B.F. » qu'il est nécessaire de déterminer. On se souvient que pour avoir une modulation totale à 100 %, le modulateur doit pouvoir fournir une puissance B.F. égale à la moitié de celle de la puissance alimentation anodique du tube H.F. à moduler (+ la puissance alimentation de l'écran, s'il s'agit d'une pentode ou d'une tétrode).

Transformateurs « drivers »

Lorsqu'une puissance B.F. finale assez importante est nécessaire, ce qui est généralement le cas pour moduler un émetteur par contrôle d'anode, le dernier étage basse fréquence est du type push-pull. Il faut donc prévoir le déphasage des signaux B.F. attaquant cet étage push-pull. Ce déphasage peut être réalisé par un transformateur, ou même par une lampe avec résistances et condensateurs de liaison pour les classes A ou AB_1, c'est-à-dire lorsque le courant des grilles de l'étage push-pull ne se déclenche pas. Pour le fonctionnement en classe AB_2 ou B, c'est-à-dire pour lesquelles le courant

des grilles du push-pull BF se déclenche, l'emploi d'un transformateur déphaseur convenable est obligatoire. En outre, comme une certaine *puissance* doit alors être transmise à l'étage final B.F., ce transformateur doit présenter des caractéristiques appropriées (faible résistance ohmique du secondaire à point milieu ; rapport de transformation adéquat) ; il porte alors le nom de *transformateur driver.*

●

Transformateurs de modulation

Nous passerons maintenant à la réalisation du transformateur de liaison à l'émetteur, ou transformateur de modulation.

A. — Tout d'abord, voyons le cas de la *modulation par l'anode.*

1° L'impédance du primaire Z_1 est déterminée par le type de tubes utilisés à l'étage modulateur (consulter un tableau de caractéristiques). Pour un push-pull, Z_1 est l'impédance de plaque à plaque.

2° L'impédance du secondaire doit être égale à la charge apportée par l'étage H.F. à moduler. Cette impédance est vite calculée ; elle est égale au quotient de la tension continue d'alimentation anodique par la consommation anodique exprimée en ampères, soit :

$$Z_2 = V_a/I_a$$

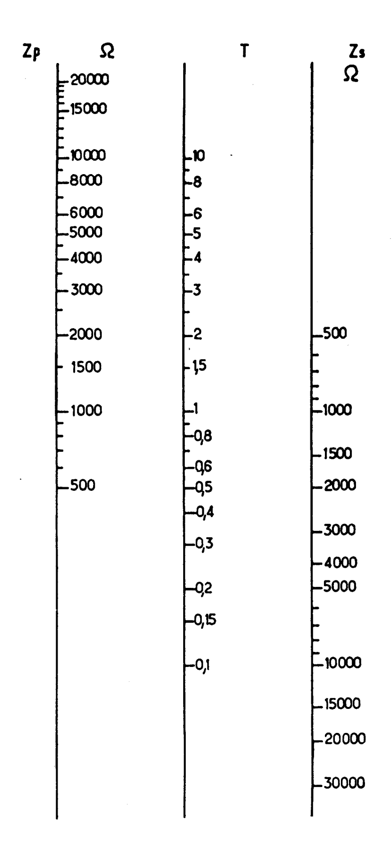
3° Ceci étant déterminé, on calcule le rapport de transformation :

$$T = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

N_1 étant le nombre de tours du primaire, et N_2 le nombre de tours du secondaire.

A ce sujet, on pourra consulter l'abaque ci-après, l'adaptation entre deux impédances étant uniquement une question de rapport de transformation T.

4° On détermine ensuite la section du noyau de fer par la formule $S = 2\sqrt{W}$, dans laquelle W est la puissance modulée fournie par le modulateur, et S, la section *minimum* à adopter pour le noyau magnétique (en cm^2) ; choisir toujours des tôles de qualité.



Les amateurs réalisant eux-mêmes leurs transformateurs de modulation sont assez rares, parce que ne possédant généralement pas une machine à bobiner convenable.

En construction industrielle, signalons les transformateurs de modulation pour émetteurs, transformateurs « Omnirap » (de « Omni-Tech. » S.A.) qui permettent la modulation plaque et écran de n'importe quel étage P.A./HF classe C par n'importe quel étage B.F. classe AB ou B. Ces transformateurs répondent par là aux exigences des expérimentateurs qui, avec un seul transformateur de puissance appropriée, peuvent réaliser le plus grand nombre de montages possibles.

Les transformateurs « Omnirap » sont réalisés dans une gamme de puissance

s'étendant de 12 watts à 600 watts B.F. traversants. Ils sont sous double capot en 35, 60 et 75 watts (types O.R.P.) ; pour les puissances supérieures, ils sont livrés en cuve (types O.R.P.C.), pour éviter l'effet Larsen.

Par leurs multiples prises au primaire et au secondaire, ces transformateurs de modulation permettent 189 rapports d'impédance possibles ; c'est dire qu'ils sont vraiment universels.

Ajoutons également le transformateur de modulation universel type J3162B (Ets P. Millerioux) de 100 à 150 W/BF ; 100 à 8 000 Hz ± 3 dB ; primaire pour push-pull de tubes ou de transistors, 3 400 à 11 000 Ω (point milieu) et 0,7 à 16 Ω ; secondaire PA : 2 000 à 13 000 Ω à 160 mA (courant continu) selon prise ; ligne 600 Ω possible ; boîtier 160 × 115 × 97 mm.

•

Mesure de la puissance modulée

Cette mesure est toujours instructive à faire. On connaît l'impédance sur laquelle débite le modulateur. Supposons donc que, à la fréquence F appliquée à l'entrée de l'amplificateur B.F., à l'aide d'un générateur quelconque, nous nous trouvions en présence d'une impédance Z. Mesurons la tension B.F. développée aux bornes de cette impédance (donc, aux bornes du secondaire du transformateur de modulation) ; nous trouvons une tension E. La puissance modulée W_m est donnée par la relation :

$$W_m = E^2/Z$$

§ 3. — Quelques montages d'amplificateurs B.F. et modulateurs

A. — Modulateur 25 watts à transistors

La description de ce modulateur plus spécialement destiné à l'équipement radiotéléphonique « mobile », est tirée d'une notice de la « General Motors-Delco Radio Division ». Les montages de ce genre sont surtout intéressants pour des raisons de moindre consommation sur l'accumulateur. Bien entendu, nous avons équipé le montage en composants français.

Ce modulateur, peu encombrant, est capable de fournir une puissance B.F. utile de 25 watts ; il convient donc admirablement pour l'équipement « mobile », même dans le cas d'un émetteur relativement puissant installé sur le véhicule. En effet, il permet de moduler correctement et bien à fond, un émetteur dont l'étage final P.A.-H.F. a une puissance input (alimentation) de 45 à 50 watts et offrant une impédance de charge de l'ordre de 4000 Ω, étage final équipé par exemple d'un tube 1625, ou 807, ou 6146, ou 6883, etc., etc.

Le schéma de ce modulateur est représenté sur la figure XI-1.

Le microphone utilisé est du type « charbon ». Son courant d'excitation est réglé, une fois pour toutes, pour un fonctionnement normal et une modulation correcte, à l'aide du potentiomètre R_1.

L'alimentation est naturellement prélevée sur l'accumulateur 12 V du véhicule.

Voici maintenant les caractéristiques des éléments constitutifs :

R_1 = potentiomètre 100 Ω bob. linéaire 2 W.
R_2 = 27 Ω 1 W
R_3 = 620 Ω 1 W
R_4 = 62 kΩ 1 W
R_5 = R_6 = 47 Ω 0,5 W
R_7 = 3,3 Ω 2 W
R_8 = 220 Ω 1 W
R_9 = 0,1 Ω 1 W
C_1 = C_2 = 50 μF 25 V
J = jack de branchement du microphone.
Transistors Q_1 et Q_2 = deux AC 192 ou deux AC 193.
Transistors Q_3 et Q_4 = deux 2N 2079 ou deux BD 434 ; (montage pour fonctionnement en push-pull classe B).
$Tr._1$ = transformateur B.F. microphonique ; impédance primaire P : 150 Ω ; impédance secondaire S : 490 Ω avec point milieu ; soit rapport élévateur de 1,8 environ ;

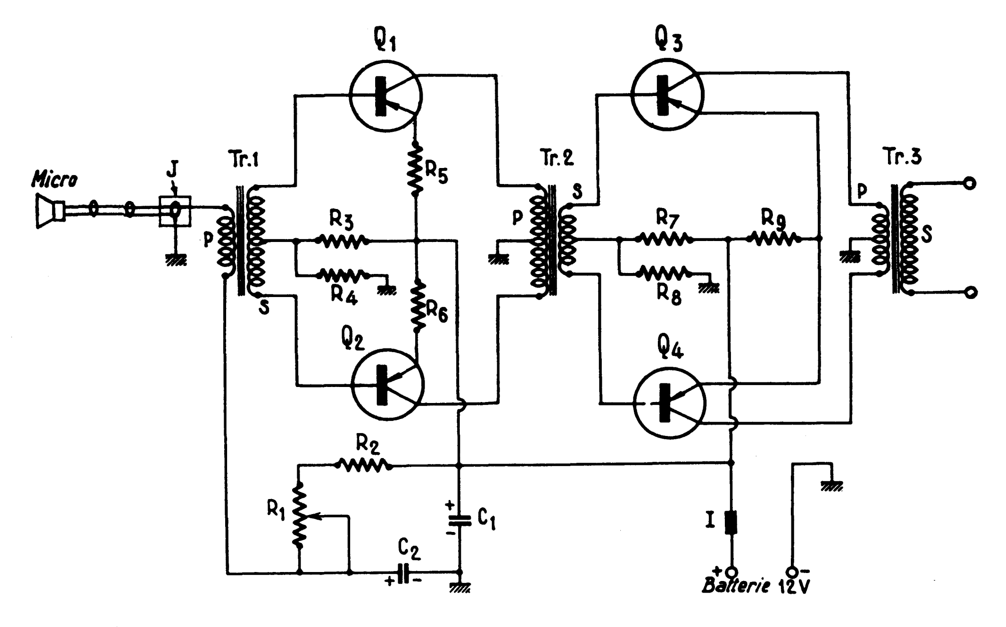


Fig. XI-1

Tr.2 = transformateur B.F. driver ; impédance primaire P : 400 Ω avec point milieu ; impédance secondaire S : 16 Ω avec point milieu ; soit rapport abaisseur de 5.

Tr.3 = transformateur de modulation ; rapport élévateur de 18 environ pour une impédance de charge de l'ordre de 4000 Ω présentée par l'étage P.A.-H.F. à moduler. Pour la réalisation de la maquette, il a été utilisé un transformateur de chauffage 6,3 V 20 à 25 watts, P étant l'enroulement 6,3 V à point milieu et S, l'enroulement 115/120 volts. Pour toute autre valeur de l'impédance de charge du P.A. sur le secondaire, il suffit évidemment d'adopter un rapport de transformation convenable (voir § 2 précédent).

C'est le cas notamment lorsqu'il s'agit de moduler un émetteur également équipé de transistors et qui offre alors une impédance généralement assez faible. Dans cet ordre d'idée, voici les caractéristiques de fabrication d'un tel transformateur de modulation. Prendre des tôles de qualité (à faibles pertes) en E et I, empilées non croisées, avec entrefer entre E et I de 0,5 mm ; section du noyau magnétique central = 25 cm^2.

Primaire= 2 × 75 tours ;

Secondaire pour une impédance de l'ordre de 10 Ω = 145 tours.

Les deux bobinages sont exécutés en fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm de diamètre.

L'ensemble est monté dans un coffret métallique parallélépipédique de 140 × 120 x 90 mm. L'un des panneaux déborde cependant de 50 mm du coffret, ceci pour la fixation extérieure et le refroidissement des deux transistors de puissance. Précisément, pour cette raison de refroidissement, ce dernier panneau en particulier sera avantageusement réalisé en aluminium.

Néanmoins la connexion « collecteur » des transistors Q_3 et Q_4 étant leurs boîtiers métalliques, il convient d'isoler électriquement ces derniers de la masse. Pour cela,

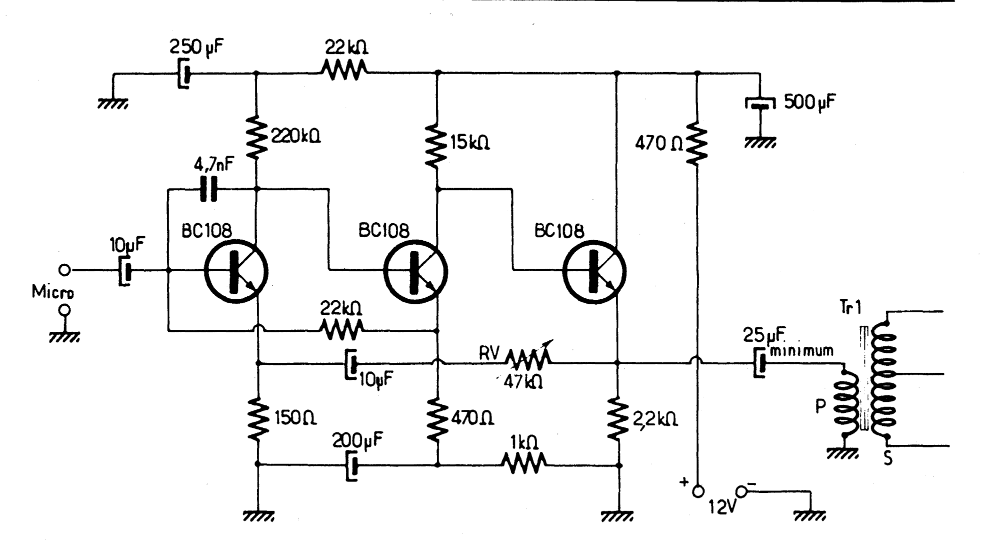


Fig. XI-2

avant la fixation de ces deux transistors sur la plaquette de montage, on intercale simplement une feuille de mica.

La résistance R_9 de 0,1 Ω n'est évidemment pas d'une valeur usuelle. On la réalise soi-même en soudant entre deux cosses sur bakélite un morceau de fil fusible en alliage d'argent, type 6 ampères (longueur de 3 à 4 cm environ).

L'intensité prélevée sur la batterie d'accumulateurs de 12 volts est de 0,7 ampère en l'absence de modulation, et de 2,4 ampères environ en crête de modulation. Bien entendu, on prévoit généralement au point I un interrupteur commandé en même temps que l'inverseur « Émission-réception », qui coupe l'alimentation du modulateur durant les périodes de réception. Cet interrupteur peut être un relais à condition que ses contacts puissent tenir l'intensité indiquée.

Quant à l'emplacement du modulateur dans le véhicule, il suffit de choisir un endroit où il sera convenablement aéré, disons si possible ventilé par de l'air frais (sous un siège ; à l'arrière de la banquette arrière ; dans le coffre à bagages, etc.). Il ne faut pas monter ce modulateur sous le capot à côté du moteur : les transistors seraient vite détériorés.

Si la distance est assez grande entre le modulateur et l'émetteur proprement dit (étage P.A.-H.F.), les fils de liaison entre le secondaire de Tr_3 et l'émetteur seront de préférence blindés, le blindage étant relié à la masse.

Naturellement, bien que réalisé et prévu à l'origine pour une utilisation en « mobile », ce modulateur peut tout aussi bien s'employer en poste fixe. On préfère alors souvent utiliser un microphone de plus grande qualité (microphone dynamique, par exemple). Dans ce cas, il suffit simplement de faire précéder le montage décrit par un petit amplificateur dont le schéma est représenté sur la figure XI-2.

Trois transistors BC 108 (ou BC 109) sont nécessaires ; l'entrée est prévue pour un microphone dynamique muni de son transformateur incorporé sortant sur une impédance de 200 à 500 Ω. Le gain de ce préamplificateur s'ajuste à ce qui est nécessaire par le réglage de la résistance RV de 47 kΩ.

•

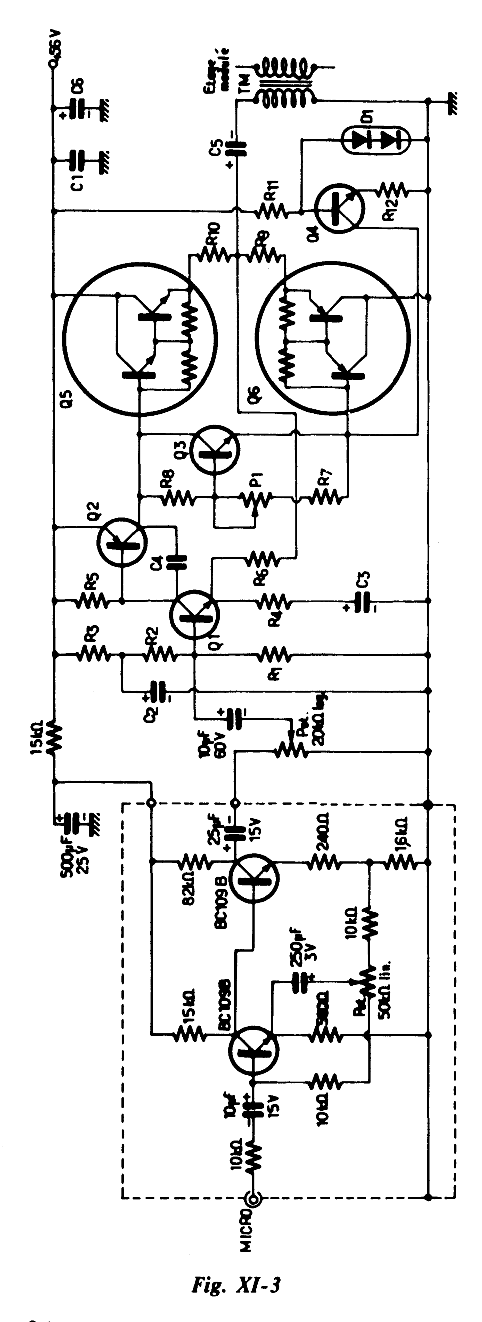


Fig. XI-3

B. — Version 6 à 10 watts

Si une puissance BF de l'ordre de 6 à 10 W est demandée, on pourra plus modestement se limiter à la présente version. Le montage est toujours celui de la figure XI-1, mais nous utiliserons deux transistors Q_3 et Q_4 du type 2N 2082. En outre, nous aurons : $R_9 = 0{,}5\ \Omega$ 1 W ; $R_8 = 100\ \Omega$ 1 W ; R_7 = potentiomètre bobiné $10\ \Omega$ monté en résistance variable ; impédance primaire de Tr_3 de collecteur à collecteur = $15\ \Omega$. Par l'ajustage des valeurs de R_7 et de R_9, il est aisé de régler le point de fonctionnement du push-pull et d'obtenir la puissance requise.

•

C. — Modulateur 60 W à transistors

Cet amplificateur modulateur est représenté sur la figure XI-3 ; son étage final comporte deux transistors Darlington de puissance Q_5 et Q_6 fabriqués par Motorola.

Le transistor d'entrée Q_1 de l'amplificateur proprement dit est en liaison directe avec l'étage suivant Q_2. L'émetteur de Q_1 est polarisé par la résistance de contre-réaction R_6 reliée au point médian de l'étage final (c'est-à-dire à un potentiel égal à la moitié de la tension d'alimentation). Notons aussi le réseau R_4C_3 destiné à limiter volontairement la bande passante du montage.

Sur l'étage Q_2, on remarque le condensateur C_4 (47 pF) qui est un shunt HF destiné à éviter les risques d'accrochages. Le collecteur Q_2 est en liaison directe avec le transistor Darlington Q_5.

Quant au transistor Q_3, il remplace l'habituel réseau de diodes qui assure le décalage constant de la polarisation des bases des transistors déphaseurs. Le transistor Q_3 sert à régler le courant de repos des transistors de sortie Q_5 et Q_6 par le réglage de la polarisation de sa base par l'intermédiaire du potentiomètre P_1 ; ce courant de repos doit être ajusté à 20 mA.

La base de Q_6 est reliée à une source de courant composée du transistor Q_4 et de la diode D_1 (double diode en série type MZ 2361 Motorola).

Les transistors de sortie sont complémentaires et doivent être appariés afin de bien obtenir au point médian du montage (sortie BF) une tension continue égale à la moitié de la tension d'alimentation ; ils sont évidemment montés avec des radiateurs en aluminium moulé.

La liaison au transformateur de modulation TM approprié (impédance de charge au primaire = 4 Ω) s'effectue par l'intermédiaire du condensateur C_5 de 2500 μF/65 V.

L'alimentation est assurée par un redresseur 56 V 2 A en pont simplement suivi d'un groupe de condensateurs de filtrage de l'ordre de 5 000 μF.

Concernant les composants de cette section amplificatrice, nous avons :

C_1 = 0,1 μF/100 V
C_2 = 5 μF/60 V
C_3 = 100 μF/40 V
C_4 = 47 pF
C_5 = 2500 μF/65 V
C_6 = 1000 μF/100 V
R_1 = 150 kΩ
R_2 = 82 kΩ
R_3 = 39 kΩ
R_4 = 330 Ω
R_5 = 1,8 kΩ
R_6 = 5,6 kΩ
R_7 = 1,2 kΩ
R_8 = 2,7 kΩ
R_9 = R_{10} = 0,39 Ω bob.
R_{11} = 56 kΩ
R_{12} = 120 Ω
P_1 = 1 kΩ linéaire.

Semi-conducteurs (Motorola) :

Q_1 = Q_4 = MPSA 06 (ou BC 538)
Q_2 = MPSA 56 (ou BC 534)
Q_3 = MJE 520 (ou BD 437)
Q_5 = MJ 3001 (ou BDX 67A)
Q_6 = MJ 2501 (ou BDX 66A)
D_1 = MZ 2361

Le préamplificateur microphonique comporte deux transistors BC 109 B en liaison directe. Le réglage du potentiomètre linéaire de 50 kΩ agit sur la réponse et se fait une fois pour toutes selon le microphone employé. Le potentiomètre de 20 kΩ log. permet d'ajuster le gain de l'ensemble. Ce préamplificateur sera avantageusement enfermé dans un petit boîtier de blindage relié à la masse. Sa tension d'alimentation est de 22 V.

D. — Modulateur sans transformateur de sortie

Dans la modulation des émetteurs à transistors, un organe relativement critique est le transformateur de sortie (ou transformateur de modulation) effectuant le couplage entre l'amplificateur BF et l'émetteur proprement dit (en général, l'étage final amplificateur de puissance HF). C'est un organe coûteux et d'une construction délicate du fait des intensités importantes demandées par les transistors de puissance ; en d'autres termes, la saturation du fer est assez difficile à éviter. Aussi bien, a-t-on cherché à supprimer ce transformateur.

Diverses solutions ont été proposées (revues et documentations américaines et allemandes, notamment) ; toutes consistent à utiliser un transistor de puissance en série dans l'alimentation en courant continu de l'étage HF, transistor modulant directement ladite alimentation. Ce même système de modulation se rencontre d'ailleurs aussi fréquemment dans les émetteurs de radiocommande, mais avec un transistor modulateur de moindre dissipation, les puissances mises en jeu étant beaucoup plus réduites.

Nous avons donc établi un montage inspiré des divers schémas publiés et nous l'avons adapté pour l'utilisation de transistors courants sur le continent. Le schéma complet de ce modulateur est représenté sur la figure XI-4. Les transistors Q_1, Q_2 et Q_3 constituent un préamplificateur BF normal attaqué par un microphone du type piézoélectrique. D'autre part, nous avons le transistor de puissance Q_8 (monté sur un radiateur) associé à une cascade de transistors de commande en liaisons directes (Q_4, Q_5, Q_6 et Q_7). La sortie du préamplificateur BF (transistor Q_3) est reliée par condensateur à la base du transistor Q_4.

Le transistor de sortie Q_8 se trouve *intercalé en série* dans l'alimentation du transistor de puissance HF à moduler et il module donc cette alimentation. On peut rapprocher ce système de modulation du procédé

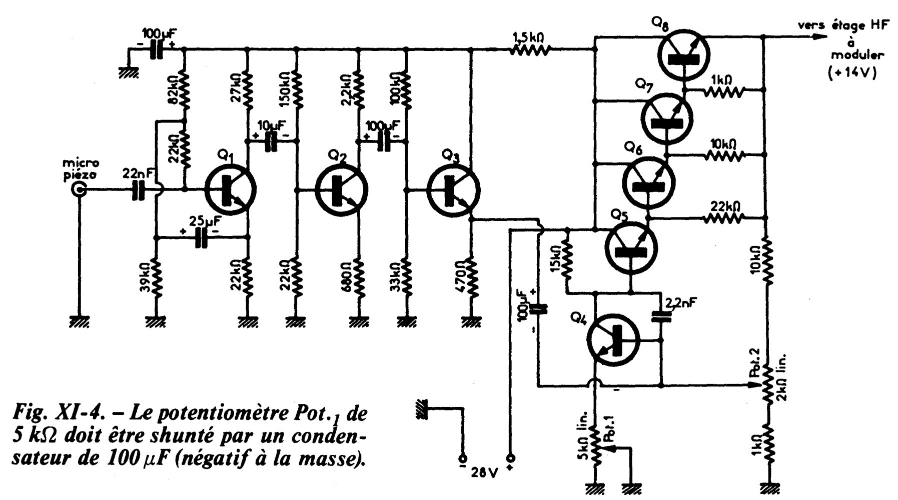


Fig. XI-4. – Le potentiomètre Pot.₁ de 5 kΩ doit être shunté par un condensateur de 100 µF (négatif à la masse).

Heising (ou modulation choke-system) qui connut son heure de succès avec les appareils à lampes. De ce fait, le transistor modulateur Q_8 doit donc fonctionner en quelque sorte en classe A ; ce qui entraîne les inconvénients suivants :

a) Le rendement maximum est de l'ordre de 50 %.

b) Le transistor Q_8 doit présenter une dissipation importante.

c) La tension *continue* d'alimentation du modulateur doit être le double de la tension continue d'alimentation requise par l'étage HF à moduler.

Par contre, au point de vue des avantages du procédé, nous pouvons noter :

a) Suppression du transformateur de modulation (nous l'avons déjà dit).

b) Taux de modulation élevé (environ 90 %) avec impossibilité de surmodulation.

c) Pas d'impédance de sortie critique.

d) Utilisation possible d'émetteurs de puissances très diverses (dans la limite de dissipation de Q_8 pour les puissances maximales). C'est ainsi que le montage proposé convient aussi bien pour un émetteur de quelques centaines de milliwatts que pour un émetteur de 15 W (max.).

Le potentiomètre $Pot._1$ s'ajuste afin d'obtenir une tension continue d'alimentation de l'étage HF à moduler égale à la moitié de la tension continue d'alimentation du modulateur (donc, ici, 14 V pour 28 V).

Le potentiomètre $Pot._2$ permet de régler le niveau de sortie et la symétrie de la modulation.

Les transistors utilisés sont les suivants (Philips ou R.T.C.) :

Q_1 = AC 172 ;
Q_2 = Q_3 = Q_5 = ASY 74 ;
Q_4 = BF 177 ;
Q_6 = Q_7 = BFY 51 ;
Q_8 = 2N 3055.

Il va sans dire que l'alimentation doit être établie pour pouvoir fournir l'intensité demandée par le modulateur et par l'étage HF à moduler ; en outre, la tension délivrée doit être parfaitement stable (alimentation régulée).

•

On pourrait multiplier sans fin les exemples de montages d'amplificateurs BF modulateurs de diverses puissances ; mais cela ne représenterait guère d'intérêt. En effet, dans les émetteurs-récepteurs *modernes,* on ne fait que de la modulation à bas niveau de HF, en SSB, en NBFM, et même en AM ; ces procédés ne nécessitent donc plus des modulateurs puissants, lourds, et encombrants.

CHAPITRE XII

EMETTEURS AM ET CW

§ 1. — Avertissements

Après avoir pu « évoluer » sur toutes les ondes inférieures à 200 mètres, jugées longtemps inutilisables, les amateurs ont été limités, depuis le 1er janvier 1929, dans des bandes de fréquences très étroites. Celles-ci sont appelées couramment : bandes 80, 40, 20, 15, 10 m et V.H.F. ; mais les limites en sont bien définies ; nous donnons d'ailleurs à ce sujet au chapitre XIX, quelques extraits de la réglementation en vigueur.

Malgré l'étroitesse de ces bandes, une véritable solidarité internationale entre amateurs s'est établie. De cette solidarité, de cette distraction unique au monde, a découlé un beau travail ; les essais ont été fertiles en résultats techniques et en enseignements de toutes sortes, dont les ingénieurs ont fait rapidement leur profit.

Concernant la propagation des ondes courtes, c'est-à-dire l'utilisation de telle bande plutôt que telle autre, selon la portée à atteindre, l'heure, la saison, etc. le lecteur voudra bien se reporter au chapitre VIII, § 1.

Mais pénétrons dans les réalisations pratiques proprement dites. Nous ferons, au début de ce chapitre, si vous le voulez bien, la même remarque que nous avons déjà faite pour les récepteurs, à savoir qu'un amateur averti peut, en se reportant aux données du chapitre V, élaborer l'émetteur de son goût et répondant à l'utilisation du matériel qu'il possède.

Il va sans dire, aussi, qu'un montage comportant un pilotage quartz, peut être modifié en le réalisant avec pilotage à partir d'un V.F.O. (voir chapitre V, § 5).

Précisons que dans ce chapitre, nous ne nous occuperons que des émetteurs *seuls*. Des montages transceivers (c'est-à-dire émetteur et récepteur *combinés*) pour ondes décamétriques (en B.L.U. notamment) seront vus au cours du chapitre XVII.

Quant à l'*antenne*, tous les types sont permis... C'est bien souvent l'emplacement disponible qui détermine le genre d'aérien à adopter. Selon l'antenne choisie, les circuits de couplage (ou circuits de transfert) peuvent être à modifier légèrement, le cas échéant. Pour cela, de même que pour le réglage du couplage optimum, adaptation des impédances du système aérien, etc. nous prions le lecteur de se reporter au chapitre XIII.

Sauf indication spéciale, toutes les bobines de choc H.F. marquées Ch présentent un coefficient de self-induction de 2,5 mH (type National R 100).

Rappelons enfin que la législation française limite la puissance-alimentation des émetteurs d'amateurs à 100 W, prévoyant par ailleurs que l'étage final H.F. ne doit pas être équipé d'un tube dont la dissipation anodique maximum excède 75 W (voir chapitre XIX).

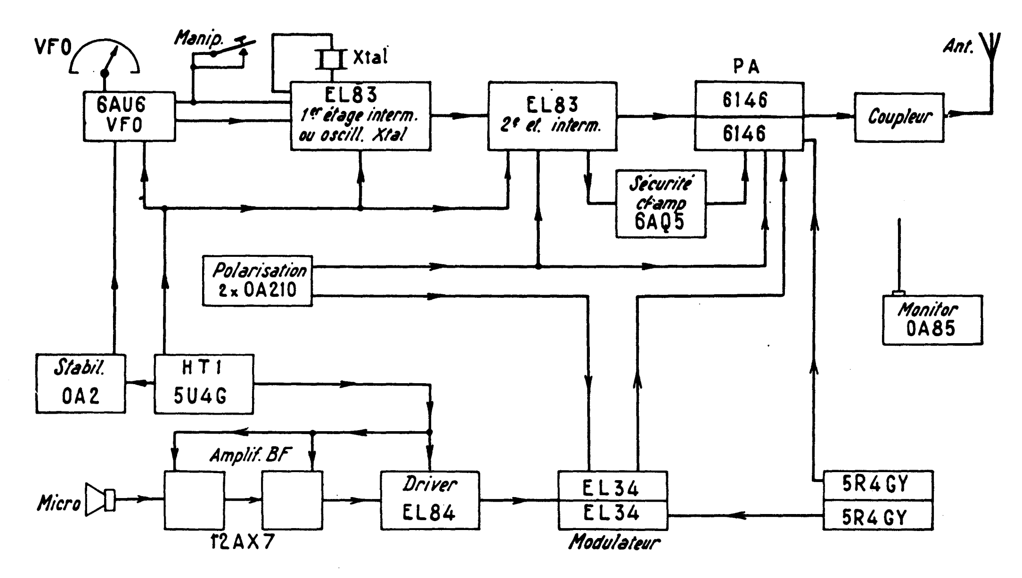


Fig. XII-1

§ 2. — Emetteur type « TX-100/15-SR »

Cet émetteur comporte 15 tubes et sa construction satisfait évidemment aux termes de la réglementation actuelle de l'Administration française des Télécommunications.

L'émetteur comporte quatre étages principaux pour sa partie H.F. : pilote V.F.O., 1er étage intermédiaire, 2e étage intermédiaire et étage final P.A. muni d'un circuit de protection clamp. Cet étage final est équipé de deux tubes 6146 en parallèle modulés par les plaques et écrans.

La puissance anodique dissipée maximum pour les deux tubes est de 50 W, et la puissance alimentation maximum est de 100 W sur toutes les bandes. Ce qui est tout à fait conforme à la réglementation actuelle.

Le changement de bandes se fait par la seule manœuvre d'un inverseur multiple ; il n'y a aucun bobinage à manipuler.

Outre le pilotage par V.F.O., un pilotage éventuel par quartz a été également prévu (inverseur).

Le passage de télégraphie (CW) à téléphonie (Ph) se fait également à l'aide d'un simple inverseur, ce dernier servant aussi par ailleurs au pré-réglage du V.F.O. sur la fréquence désirée.

Un seul appareil de mesure est utilisé ; il est commuté lors des réglages, sur les divers circuits de l'émetteur au moyen d'un inverseur à 5 positions.

La manipulation s'effectue par coupure de l'excitation H.F. (avec circuit de clamping sur l'étage P.A.).

L'ensemble de l'émetteur est contenu dans un coffret métallique de 65 cm de largeur, 35 cm de hauteur et 50 cm de profondeur ; les seuls accessoires extérieurs sont : le microphone électrodynamique, le manipulateur, le tableau de commande à distance, le monitor-contrôleur de champ, et évidemment l'antenne.

Le passage d'émission à réception, et inversement, avec point mort entre les deux positions, se fait instantanément par un commutateur multiple fixé sur un tableau de commande à portée de main de l'opérateur. Cette manœuvre entraîne non seule-

ment, chaque fois, la mise en circuit des alimentations H.T. de l'émetteur ou du récepteur, mais assure aussi automatiquement la commutation de l'antenne par l'intermédiaire d'un relais.

Après ce coup d'œil d'ensemble et pour bien fixer les idées, nous donnons sur la figure XII-1, le schéma synoptique de l'ensemble de l'émetteur (étages principaux).

Nous allons maintenant aborder l'étude technique des diverses sections de cette réalisation. Selon notre habitude, nous éliminons le schéma unique, fatalement condensé, donc difficilement lisible. Nous resterons fidèles au schéma fragmenté représentant chaque section principale. Chaque schéma a des chiffres-repères permettant de reconstituer le montage de l'ensemble sans erreurs possibles, en reliant les connexions portant les mêmes numéros encadrés. Parfois, plus de *deux* connexions peuvent avoir le *même* numéro (c'est le cas, par exemple, des connexions de chauffage) ; ces connexions sont alors évidemment à relier *toutes* ensemble.

D'autre part, sur nos schémas :

a) tous les condensateurs dont la capacité est suivie de la lettre *m* sont à diélectrique au mica ;

b) tous les condensateurs dont la capacité est suivie de la lettre *c* sont du type céramique ;

c) tous les condensateurs simplement marqués C sont du type disque (ou plat) céramique et présentent une capacité de 5 000 pF (ou 4 700 pF) ;

d) tous les autres condensateurs sont du type papier ou du type électrochimique, selon leur représentation schématique ;

e) enfin, toutes les résistances sont du type carbone 1 W, sauf indication contraire.

●

Pilote V.F.O. (fig. XII-2)

Le pilote V.F.O. est un oscillateur Clapp pentode avec tube 6AU6 qui comporte deux circuits commutables, permettant l'oscillation soit de 1,75 à 1,9 MHz (160 m), soit de 7 à 7,425 MHz (40 m).

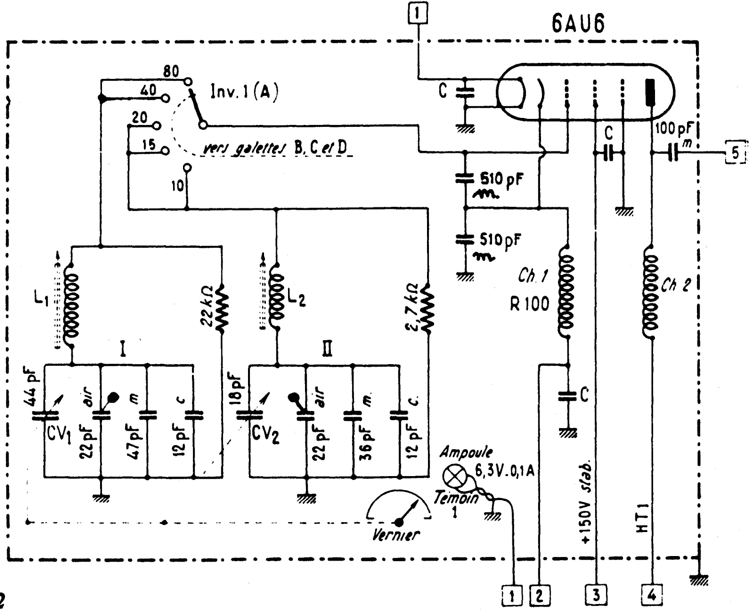


Fig. XII-2

Le premier (circuit I) est utilisé pour la bande 3,5 MHz (80 m) après doublage de fréquence, et pour la bande 7 MHz (40 m) après quadruplage de fréquence.

Le second (circuit II) est utilisé pour toutes les autres bandes de trafic (soit 10, 15 et 20 m) après multiplication de fréquence adéquate.

Le changement de circuit s'effectue par l'inverseur *Inv.* 1 galette A ; il s'agit d'un inverseur multiple à quatre galettes en stéatite (A, B, C et D) à double contact renforcé. Chaque galette se trouve à proximité de l'étage correspondant (V.F.O., 1[er]interm., 2[e] interm. et P.A.) et effectue la commutation des divers bobinages selon la bande de trafic choisie. Cet inverseur traverse tout le châssis, les quatre galettes étant montées selon l'espacement convenable pour les différents étages ; il permet le changement de bande rapide par la manœuvre d'un seul bouton.

Pour mieux comprendre le fonctionnement des divers étages, nous indiquons tout de suite les différentes fréquences de réglage des circuits selon la bande de trafic :

Bande 80 *m* — V.F.O. = 1,75 MHz ; sortie 1[er] interm. = aucun accord, fonctionnement apériodique ; sortie 2[er] interm. = 3,5 MHz ; P.A. = 3,5 MHz.

Bande 40 *m* — V.F.O. = 1,75 MHz ; sortie 1[er] interm. = aucun accord, fonctionnement apériodique ; sortie 2[e] interm. = 7 MHz (quadruplage de fréquence) ; P.A. = 7 MHz.

Bande 20 *m* — V.F.O. = 7 MHz ; sortie 1[er] interm. = 7 MHz ; sortie 2[e] interm. = 14 MHz ; P.A. = 14 MHz.

Bande 15 *m* — V.F.O. = 7 MHz ; sortie 1[er] interm. = 7 MHz ; sortie 2[e] interm. = 21 MHz ; P.A. = 21 MHz.

Bande 10 *m* — V.F.O. = 7 MHz ; sortie 1[er] interm. = 14 MHz ; sortie 2[e] interm. = 28 MHz ; P.A. = 28 MHz.

Revenons maintenant plus particulièrement au pilote V.F.O.

Le réglage sur la fréquence désirée se fait par la manœuvre d'un condensateur variable. Il s'agit pratiquement de deux condensateurs variables CV_1 de 44 pF et CV_2 de 18 pF (« Aréna » CTL44 et CTL18) accouplés par leurs axes. Cet assemblage est entraîné par l'intermédiaire d'un flector en stéatite et d'un gros bouton gradué avec démultiplicateur tangentiel (Stockli ou Wireless).

On peut établir des courbes de fréquences par rapport aux graduations du bouton ; on peut aussi (ce que nous avons fait) établir un cadran étalonné directement en « fréquences », cadran que l'on fixe sur les graduations d'origine du bouton.

La mise en place en fréquences des deux circuits oscillants I et II (d'une part de 1,75 à 1,9 MHz et d'autre part de 7 à 7,425 MHz) est très facile grâce aux réglages des noyaux des bobines L_1 et L_2 et des trimmers à air de 22 pF (condensateurs ajustables « Aréna » type L2F22).

Sur chaque circuit oscillant, on notera la présence d'un condensateur céramique (12 pF) assurant une juste compensation vis-à-vis de la dérive d'origine thermique. Ainsi, après une dizaine de minutes de préchauffage, la stabilité en fréquence du pilote est particulièrement excellente.

Les caractéristiques des bobinages sont les suivantes :

L_1 = 72 tours de fil de cuivre de 3/10 de mm sous deux couches de soie, bobinés en trois nids d'abeilles de 24 tours chacun et espacés de 3 mm ; mandrin céramique creux de 10 mm de diamètre avec noyau de ferrite réglable.

L_2 = 30 tours (même fil) bobinés jointifs (même type de mandrin).

Pour obtenir une parfaite stabilité de fréquence, les deux bobines sont imprégnées de colle cellulosique très fluide. En outre, tout le câblage se rapportant aux circuits oscillants, à l'inverseur (galette A) et aux circuits grille et cathode doit présenter une grande rigidité mécanique ; utiliser du fil de cuivre nu de 16/10 de mm.

*Ch*1 est une bobine d'arrêt du type R 100 de « National ». Quant à la bobine d'arrêt *Ch*2, elle est simplement constituée par deux nids d'abeilles prélevés sur une bobine R 100 (qui en comporte quatre à l'origine). Les deux condensateurs de grille de 510 pF sont du type mica argenté.

L'écran du tube 6AU6 est alimenté à 150 V, en tension stabilisée par un tube régulateur à gaz OA2 qui sera vu plus loin.

L'ensemble du V.F.O. monté sur le châssis, est coiffé d'un blindage parallèlépipédique en aluminium assurant une séparation totale par rapport au reste de l'émetteur.

Une ampoule de 6,3 V 0,1 A connectée sur la ligne de chauffage, éclaire le cadran du V.F.O. ; elle tient aussi le rôle de témoin en position « attente » de l'émetteur. Un second témoin, nous le verrons ultérieurement, s'allume lors de l'enclenchement de la haute tension (mise en service de l'émetteur).

FT243, de fréquence convenable, peut être utilisé.

En position V.F.O., la cathode du tube EL 83 se trouve reliée au retour de cathode du tube précédent (6AU6) et découplée à la masse par un condensateur C de 5 000 pF (ligne 2).

Pour éviter des oscillations parasites à très haute fréquence, la grille-suppressor du tube EL 83 est reliée à la masse par l'intermédiaire d'une bobine d'arrêt C*h*4 faite de 6 tours de fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm enroulés sur le corps d'une résistance au carbone 1 W de 47 Ω ; ce fil est soudé aux extrémités de la résistance.

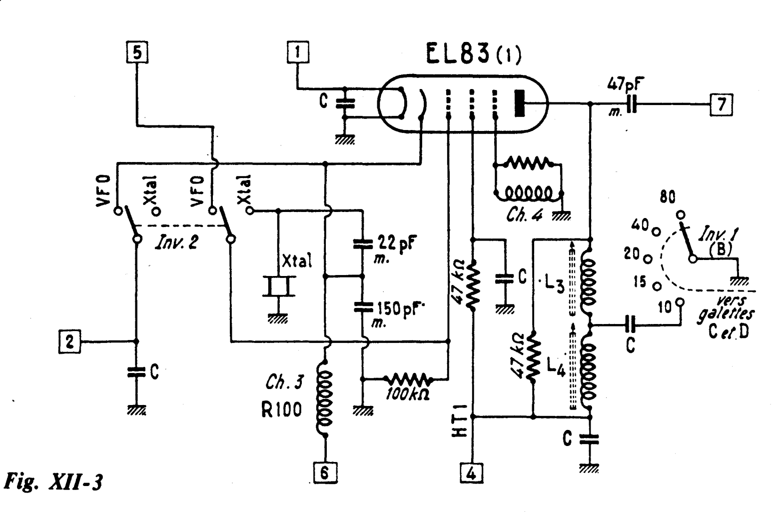


Fig. XII-3

Premier étage intermédiaire (fig. XII-3)

Cet étage est équipé d'un tube EL83 ; il peut fonctionner en étage tampon ou multiplicateur de fréquence avec le pilote V.F.O., ou bien fonctionner lui-même en pilote à quartz. On passe d'une fonction à l'autre par la manœuvre de l'inverseur *Inv. 2* (type tumbler double).

En position oscillateur à quartz (Xtal), nous sommes en présence d'un oscillateur Colpitts ; malgré l'emploi d'un tube relativement puissant (EL83), l'intensité traversant le quartz reste faible et est sans danger pour celui-ci. Tout quartz ordinaire du type

Dans le circuit anodique du tube EL 83, nous avons deux bobinages en série L_3 et L_4 shuntés par une résistance de 47 kΩ ; leurs caractéristiques sont les suivantes :

L_3 = 22 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm, bobinés sur un mandrin de 8 mm de diamètre à noyau réglable ;

L_4 = 68 tours jointifs de même fil, bobiné sur un autre mandrin de même type.

Le réglage de ces bobinages sera exposé ultérieurement. Rappelons simplement que pour la bande 10 m, seule la bobine L_3 est utilisée (accord sur 14 MHz) ; la bobine L_4 est éliminée du fait du découplage à la

masse obtenu par le condensateur C et l'inverseur *Inv.* 1 (galette B). Pour les bandes 15, 20 et 40 m, c'est l'ensemble des bobines $L_3 + L_4$ qui est utilisé et qui résonne sur 7 MHz. Enfin, pour la bande 80 m, l'oscillation appliquée étant de l'ordre de 1,75 MHz, l'ensemble $L_3 + L_4$ fonctionne en apériodique en se comportant comme une simple bobine d'arrêt.

La liaison à l'étage suivant s'effectue à l'aide d'un condensateur de 47 pF.

de mesures sont repérées par des lettres (minuscules).

L'intensité cathodique mesurée pour cet étage driver H.F. est de 15 à 20 mA, selon la bande de travail.

La liaison à l'étage final P.A. s'effectue par l'intermédiaire d'un circuit accordé en π (filtre passe-bas, anti T.V.I.).

Le condensateur d'entrée est variable (CV_3) ; c'est un condensateur type CTL74

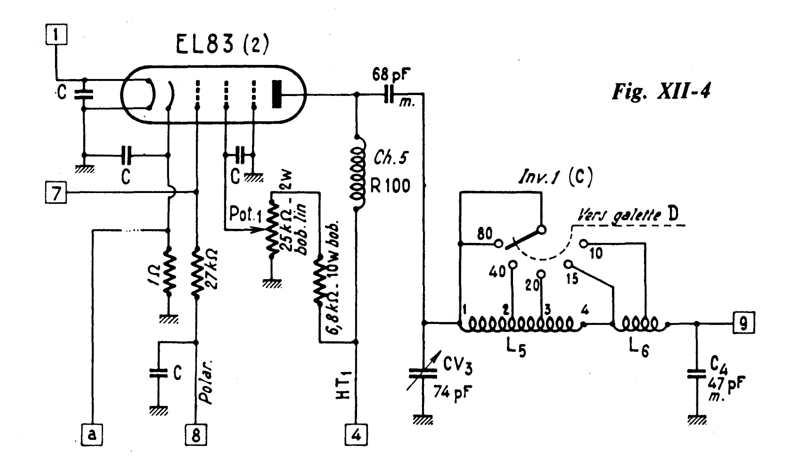


Fig. XII-4

Second étage intermédiaire (fig. XII-4)

Cet étage est équipé d'un autre tube EL83 et doit essentiellement fournir l'excitation H.F. nécessaire à l'étage final P.A. Cette excitation est ajustée à la valeur requise (après accord des circuits) par la manœuvre du potentiomètre Pot.$_1$ (25 kΩ 2 W bobiné linéaire) réglant la tension d'écran du tube EL83.

La polarisation de ce tube est obtenue, d'une part, automatiquement par la résistance de grille de 27 kΩ, d'autre part, au moyen d'une tension négative fixe (ligne 8).

Le courant cathodique de cet étage est mesuré par le circuit de mesures qui sera examiné plus loin (ligne *a*), la résistance de 1 Ω constituant le shunt du milliampèremètre. A ce propos, notons au passage que toutes les connexions se rapportant au circuit

de « Aréna ». Il est commandé directement par un bouton ordinaire (sans démultiplicateur) ; l'axe de commande est jumelé au condensateur au moyen d'un flector sur stéatite. Ce condensateur variable permet évidemment l'accord du circuit sur la fréquence convenable.

Le condensateur de sortie de ce circuit est fixe (C_4) ; c'est un condensateur au mica de 47 pF. La connexion 9 aboutit aux grilles de commande des tubes de l'étage P.A. ; cette connexion doit évidemment être aussi courte que possible. Mais, en outre, pour une bonne atténuation de la transmission des harmoniques à l'étage P.A., ce condensateur C_4 devra être monté aussi près que possible des cosses de grilles de cet étage.

Les bandes de fonctionnement sont déterminées par l'inverseur *Inv.* 1 (galette C) qui procède par court-circuit des enroulements non utilisés.

Les bobinages L_5 et L_6 présentent les caractéristiques suivantes :

L_5 = mandrin en tube de carton bakélisé de 25 mm de diamètre ; fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm ; enroulement jointif ; de 1 à 2 = 36 tours ; de 2 à 3 = 14 tours ; de 3 à 4 = 6 tours.

L_6 = 16 tours avec prise médiane à 8 tours pour la position « 10 m » ; fil de cuivre émaillé de 20/10 de mm ; enroulement jointif, sur air, diamètre intérieur de 15 mm.

résistance de grille (2,2 kΩ) et d'une tension négative fixe.

Cet étage est protégé par un tube-clamp de sécurité 6AQ5 connecté en triode et agissant sur la tension d'écrans des tubes 6146. La tension d'écrans à la valeur normale est obtenue par une résistance bobinée de 20 kΩ 20 W à partir de HT_2 (ligne 12) ; mais en shunt sur les écrans, nous avons le circuit anodique du tube 6AQ5.

Lorsque les tubes 6146 sont convenablement excités, la polarisation (la tension

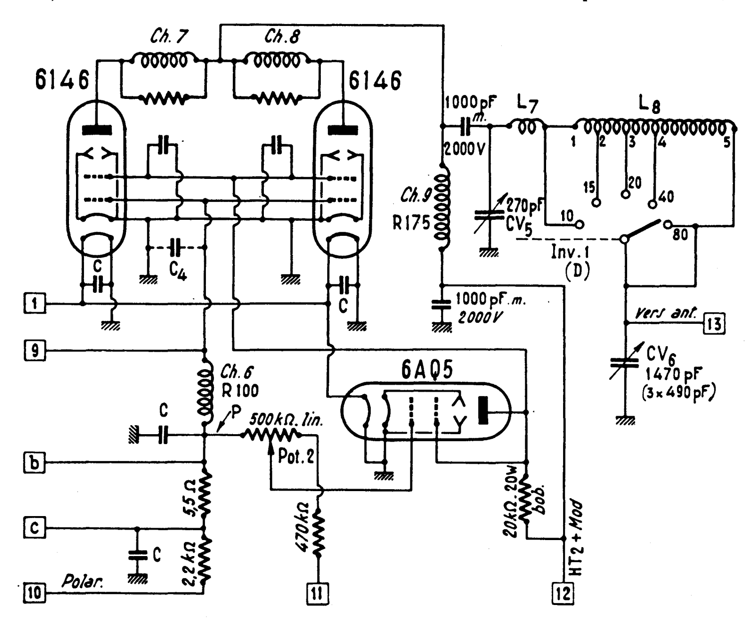


Fig. XII-5. – Les deux condensateurs au mica disposés entre écrans et cathodes 6146 présentent chacun une capacité de 1 000 pF.

Étage final P.A. (fig. XII-5)

Cet étage comporte deux tubes tétrodes 6146 (QE-05/40) connectés en parallèle et fonctionnant avec une tension anodique de l'ordre de 700 à 750 V. Pour réduire l'inductance de cathode, chaque tube présente trois sorties sur son culot pour cette électrode. *Toutes ces sorties* sont reliées à la masse.

Comme dans l'étage précédent, la polarisation est obtenue par effet cumulatif d'une

négative au point P) est normale et, compte tenu d'un réglage correct du potentiomètre *Pot.*$_2$, le tube 6AQ5 est bloqué ; il ne consomme pas, il est sans effet.

Si l'excitation H.F. vient à être supprimée (ou est insuffisante), la tension négative au point P est moindre, et le tube 6AQ5 est débloqué. Ce tube consomme et, de ce fait, la tension d'écrans des tubes 6146 diminue considérablement ; ce sont alors les tubes

6146 qui se trouvent bloqués (donc protégés).

Outre l'effet de protection des tubes du P.A. (en cas de fausse manœuvre ou de mauvais réglage des étages précédents), le tube clamp 6AQ5 permet la manipulation par coupure de l'excitation H.F.

Le procédé de réglage du potentiomètre *Pot.*$_2$ sera exposé plus loin.

Ce potentiomètre se réglant une fois pour toutes, est fixé sur le dessus du châssis, à côté du tube 6AQ5 ; sa commande n'a pas été prévue sur le panneau avant.

Les sorties anodiques des tubes 6146 s'effectuent par des tétons au sommet des ampoules. Au ras de ces sorties, nous avons deux bobines d'arrêt *Ch* 7 et *Ch* 8 ; elles sont constituées chacune par 6 tours de fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm enroulés sur le corps d'une résistance au carbone de 47 Ω 1 W, les extrémités de l'enroulement étant soudées aux extrémités de la résistance.

Les connexions marquées *b* et *c* aboutissent au circuit de mesures, la résistance de 5,5 Ω constituant le shunt du milliampèremètre dans cette position (mesure de l'intensité des grilles 1 de l'étage P.A.).

La connexion 11 aboutit à une tension intermédiaire (médiane) prise sur la résistance-bleeder de sortie du redresseur HT_2.

Nous rappelons que le condensateur C_4 du circuit en π de liaison de l'étage précédent doit être connecté aussi près que possible des cosses de grilles des tubes 6146, la connexion 9 devant rester par ailleurs très courte ; c'est la raison pour laquelle nous avons rappelé ce condensateur C_4 en le représentant en pointillés.

La modulation est appliquée sur les anodes et les écrans des tubes 6146 par la ligne 12.

La bobine d'arrêt anodique *Ch* 9 est du type R175 de « National ».

Le circuit accordé de sortie est aussi du type en π (filtre passe-bas anti-harmoniques et anti T.V.I.). La réputation d'un tel circuit (Jones) n'est plus à faire en effet.

En outre, il permet un dosage aisé de la charge apportée par l'antenne sur l'étage P.A., ainsi que l'adaptation parfaite de n'importe quel type d'antenne (adaptation d'impédances possible de 50 à 600 Ω, dans le cas présent).

Le condensateur variable CV_5 (appelé « accord anodique ») présente une capacité maximum de 270 pF, avec fort espacement entre lames ; il s'agit du modèle ENP250D de « National ».

Il est raccordé à un prolongateur d'axe à l'aide d'un flector sur stéatite et est commandé par un bouton gradué (sans démultiplicateur).

Le condensateur variable CV_6 (appelé « charge ») présente une capacité de 1470 pF ; il est constitué par un condensateur variable ordinaire du type réception, à trois cases de chacune 490 pF, ces trois cases étant connectées en parallèle (même dispositif de commande que pour CV_5).

Le changement de gammes s'effectue par la dernière galette (D) de l'inverseur multiple *Inv.* 1, cet inverseur procédant par court-circuit des bobines non utilisées.

Les bobinages L_7 et L_8 présentent les caractéristiques suivantes :

L_7 = 4 tours de fil de cuivre argenté de 20/10 de mm, enroulés sur air diamètre intérieur de 6 mm ; espacement de 3 mm entre spires.

L_8 = fil de cuivre argenté de 20/10 de mm également, enroulement sur air de grand diamètre (diamètre intérieur de 40 mm) ; maintien rigide de l'enroulement par six barrettes de polystyrène collées et disposées en hexagone ; espacement entre spires de 1 mm ; de 1 à 2 = 2 tours ; de 2 à 3 = 4 tours ; de 3 à 4 = 6 tours ; de 4 à 5 = 10 tours.

Les bobines L_5 et L_6 de l'étage précédent, d'une part, et les bobines L_7 et L_8 de l'étage P.A., d'autre part, ne doivent présenter aucun couplage.

Les premières sont montées sous le châssis, et les autres au-dessus.

Enfin, la ligne 13 aboutit à l'antenne, mais toutefois en passant par le relais inverseur émission-réception qui sera étudié plus loin.

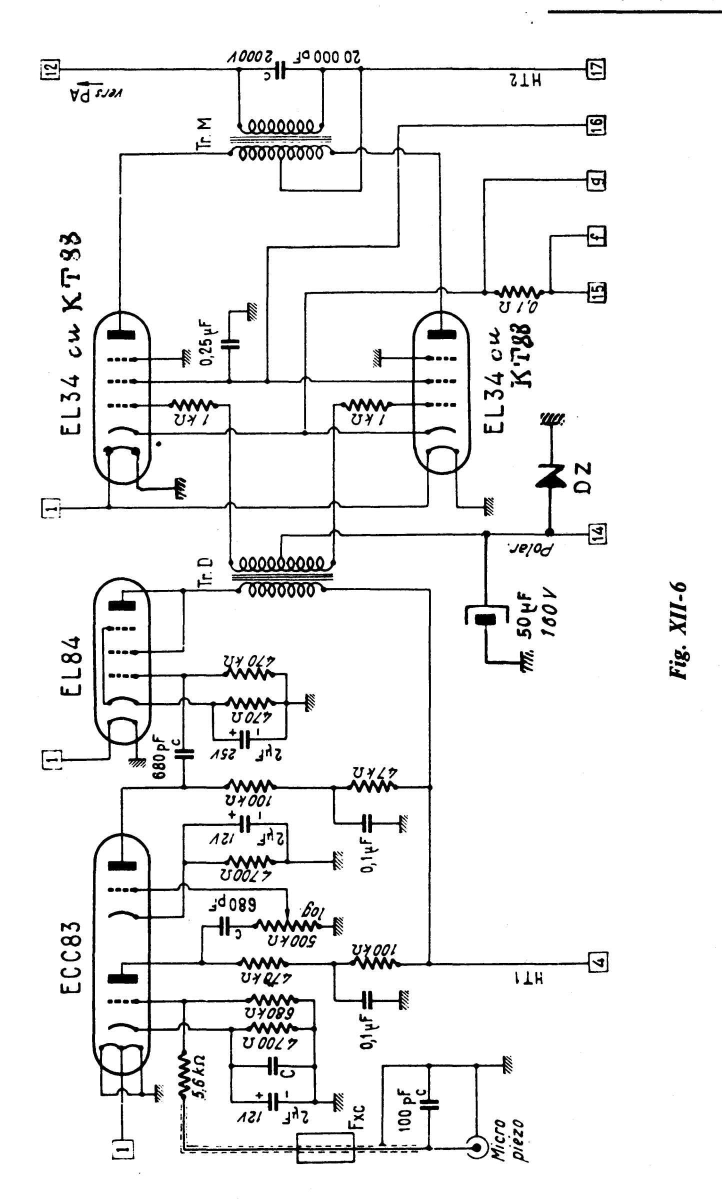


Fig. XII-6

Section B.F. (fig. XII-6)

Ayant éliminé la possibilité de transmission musicale, nous n'avons donc pas cherché à réaliser un amplificateur B.F. du type « haute fidélité ». Par contre, nous nous sommes attachés à obtenir un amplificateur parfait pour la parole, avec un registre restreint (de 250 à 3 000 Hz). Les fréquences inférieures à 250 Hz sont très atténuées par l'emploi de faibles capacités pour les condensateurs de liaison et les condensateurs de cathodes. L'affaiblissement des fréquences supérieures à 3 000 Hz est obtenu

par un condensateur disque-céramique 2 000 V de 20 000 pF shuntant le secondaire du transformateur de modulation Tr.M ; on supprime ainsi toutes les extrêmes aiguës inutiles dans la transmission de la parole et tous risques *d'étalement* de l'émission.

Cet amplificateur B.F. comporte un tube double-triode ECC 83, les deux sections amplifiant les signaux issus du microphone. Un potentiomètre *Pot.*3 est intercalé entre ces deux étages et permet de régler le gain, donc en définitive, la profondeur de modulation.

Un tube d'arrêt H.F. en ferroxcube (Fxc) est glissé sur le câble blindé allant à la douille coaxiale pour le branchement du microphone (élimination des risques d'accrochage B.F. provoqués par la H.F.). Le microphone utilisé est du type électrodynamique, modèle MS7 sur socle ; impédance 50 kΩ ; réponse 100 à 10 000 Hz ; sensibilité — 55 dB.

L'étage driver comporte un tube EL84 connecté en pseudo-triode (écran relié à l'anode).

Le transformateur driver déphaseur *Tr D* est réalisé sur un circuit magnétique dont la section du noyau est de 5 cm^2. Il comporte 2 000 tours au primaire et deux fois 1 000 tours au secondaire, soit un rapporteur abaisseur de deux entre primaire et demi-secondaire. Ce transformateur-driver doit être monté éloigné des transformateurs d'alimentation ; en outre, il faut rechercher son orientation optimum pour une induction nulle (ronflement nul dans un casque branché provisoirement entre les extrémités du secondaire attaquant les grilles).

L'étage final modulateur comporte un push-pull de EL34 ou de KT88 fonctionnant en classe AB2. La polarisation (— 40 V) est appliquée par le point milieu du secondaire du transformateur driver (ligne 14).

Il est d'ailleurs intéressant de stabiliser cette tension de polarisation en montant une diode zener DZ type BZY95/C39 entre la ligne 14 et la masse (cathode de la diode à la masse).

La consommation de cet étage est mesurée par le circuit de mesures grâce aux lignes *f* et *g*, la résistance de 0,1 *Ω* intercalée dans le retour cathodique constituant le shunt du milliampèremètre dans la position correspondante.

Les grilles-écrans des tubes EL34 (ligne 16) ont leur alimentation coupée en position « télégraphie » par l'inverseur « phonie-graphie » ; en position télégraphie, ce même inverseur court-circuite également le secondaire du transformateur de modulation Tr M.

Ce dernier est réalisé sur un circuit magnétique en tôles E et I, non croisées, de façon à ménager un léger entrefer ; la section du noyau central est de 24 cm^2 (60 × 40 mm). Primaire = deux fois 750 tours fil émaillé 2/10 de mm ; secondaire = 1070 tours fil cuivre émaillé 4/10 de mm ; soit rapport abaisseur de 1,4 de primaire « plaque à plaque » à secondaire.

La puissance B.F. utile que pourrait délivrer cet amplificateur (80 à 100 W max.) est très largement suffisante pour moduler à 100 % l'étage P.A. vu précédemment. Dans la majorité des cas il convient de ne pas ouvrir à fond le potentiomètre *Pot.*3 afin d'éviter la surmodulation.

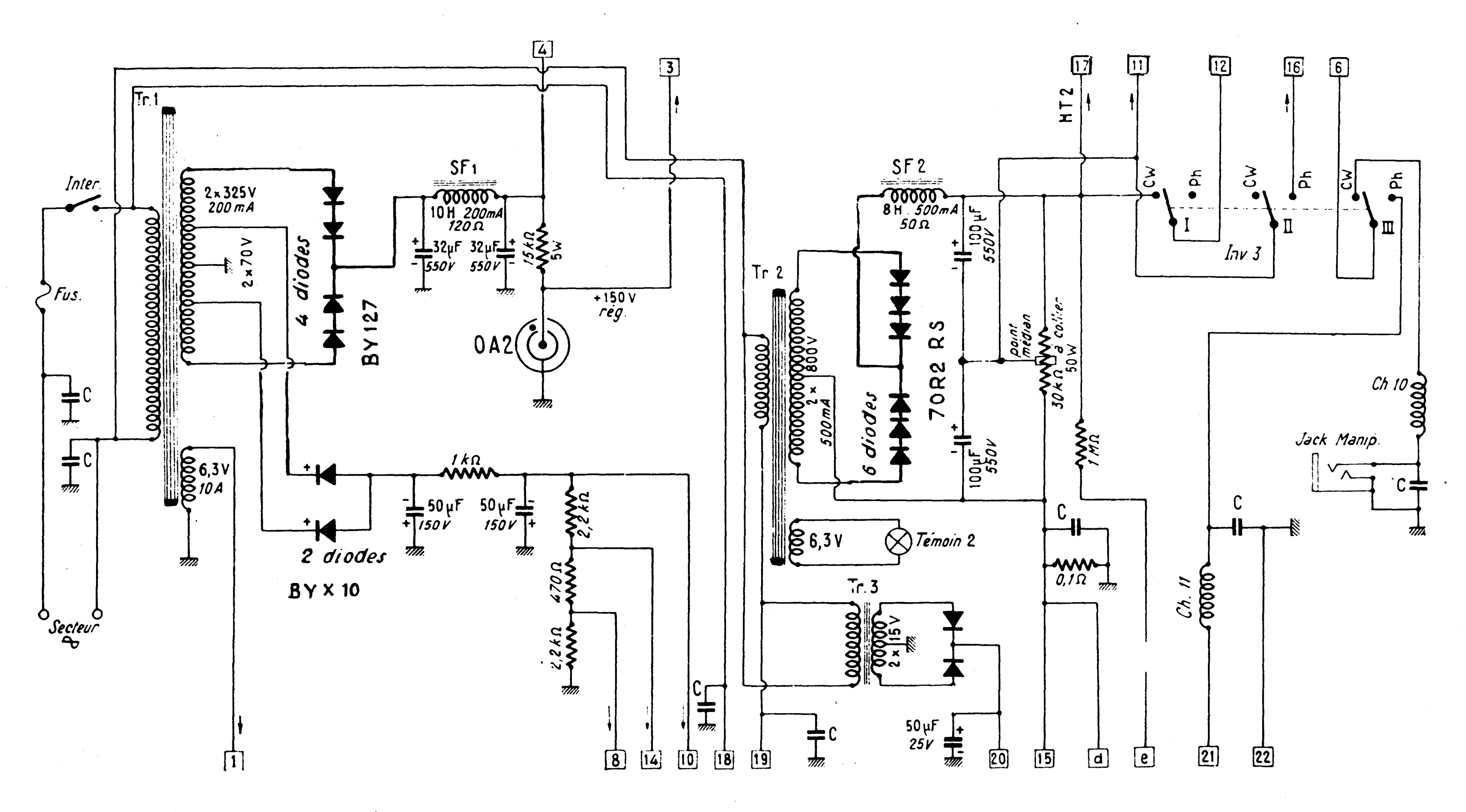
●

Alimentations (fig. XII-7)

Le transformateur d'alimentation Tr 1 fournit toutes les tensions de chauffage, la haute tension HT1 et les diverses tensions négatives de polarisation. Les caractéristiques de ce transformateur sont indiquées directement sur le schéma ; ajoutons qu'il est bobiné sur un circuit magnétique dont la section du noyau central est de 55 × 55 mm.

Le redressement H.T. est effectué par quatre diodes BY 127 ; départ HT1 : ligne 4 ; tension stabilisée à 150 V (ligne 3) par un régulateur à gaz OA2 (pour le V.F.O.).

Deux prises intermédiaires à 2 × 70 $V_{eff.}$ sont effectuées sur le secondaire haute tension pour l'obtention des tensions de polarisation ; redressement par deux diodes au silicium type BYX10 ; départs polarisation :



Tr.1
Inter.
Fus.
Secteur
2×325V
200 mA
2×70V
4 diodes
BY 127
SF1
10 H 200mA
120 Ω
32µF
550V
32µF
550V
15kΩ
5W
OA2
+150 V
rég.
6,3V
10A
1kΩ
50µF
150V
50µF
150V
2,2kΩ
470Ω
2,2kΩ
2 diodes
BY X 10
Tr 2
800V
2×
500mA
6 diodes
70R2 RS
SF 2
8H 500mA
50Ω
100µF
550V
100µF
550V
point médian
à collier
50W
30kΩ
1MΩ
HT2
0,1Ω
6,3V
Témoin 2
Tr. 3
2×15V
50µF
25V
CW
Ph
Inv 3
Ch 10
Jack Manip.
Ch. 11
1
3
4
6
8
10
11
12
14
15
16
17
18
19
20
21
22
d
e

Fig. XII-7

lignes 8, 10 et 14. A la sortie du filtre, c'est-à-dire ligne 10, la tension négative de polarisation est de — 70 V.

Toute cette première partie de l'alimentation est mise en service par la fermeture de l'interrupteur général *Inter.*

Les lignes 18 et 19 vont au tableau de commande. Lorsque ces deux fils sont reliés, le secteur est appliqué aux transformateurs Tr 2 et Tr 3.

Le transformateur Tr 2 fournit la haute tension HT2 ; ses caractéristiques sont indiquées sur le schéma ; il est bobiné sur un circuit magnétique dont la section du noyau central est de 65 × 55 mm. Ce transformateur comporte un petit enroulement à 6,3 V uniquement destiné au témoin 2 ; ce témoin s'allume lorsque l'émetteur fonctionne.

Le redressement est effectué par six diodes silicium à avalanche contrôlée type 70R2RS (Sescosem). Le filtrage est du type « à bobine en tête » (SF2) et à forte capacité de sortie ; ce qui assure une bonne régulation de tension.

Le bleeder est une résistance bobinée de 30 kΩ-50 W à collier ; ce dernier est réglé exactement au milieu de la résistance, ce qui permet l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs du filtre et l'obtention d'une tension intermédiaire (lignes 11 et 16).

On notera la disposition du « négatif » de cette alimentation par rapport à la masse. On peut ainsi mesurer, entre la ligne *d* et la masse, le courant cathodique des tubes du P.A./H.F., la résistance de 0,1 Ω constituant le shunt du milliampèremètre dans cette position. Nous avons préféré adopter cette solution, plutôt que de mesurer l'intensité anodique qui conduisait à véhiculer un potentiel très élevé dans le circuit de mesures.

L'inverseur *Inv.* 3 (sur stéatite) permet le passage de télégraphie (CW) à téléphonie (Ph) : la commutation I court-circuite le secondaire du transformateur de modulation ; la commutation II coupe l'alimentation des écrans des tubes EL34 modulateurs ; la commutation III intercale le jack de branchement du manipulateur (tout cela pour la position CW). Cet inverseur a également un autre rôle.

Lorsqu'on le place en position CW, il met en fonctionnement les étages pilotes V.F.O. et 1er intermédiaire ; ce qui permet le préréglage sur la fréquence désirée (ligne 6). Dans ce cas, la haute tension HT2 n'est évidemment pas enclenchée.

Comme les lignes 18 et 19, les lignes 21 et 22 aboutissent à l'inverseur « Émission-Réception » du tableau de commande à distance.

La ligne *e* permet la mesure de la tension HT2.

Le transformateur Tr 3 est un modèle de petite puissance délivrant environ 2 × 15 V au secondaire, lequel débite sur un petit redresseur au sélénium quelconque *Red.* ou deux diodes BYX36/150. Cette partie n'a absolument rien de critique. Il suffit, en effet, d'obtenir environ 12 V continus pour l'excitation du relais inverseur d'antenne (ligne 20).

Enfin, les bobines d'arrêt *Ch* 10 et *Ch* 11 sont constituées chacune par 40 tours de fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm enroulés jointifs sur un bâtonnet de stéatite de 8 mm de diamètre.

•

Circuit de mesures (fig. XII-8)

L'appareil de mesure utilisé est un milliampèremètre de diviation totale pour 1 mA et de résistance interne de 50 Ω. Bien entendu, les résistances-shunts intercalées dans les circuits à mesurer ont été déterminées pour cette valeur de résistance interne du milliampèremètre. Il s'agit de résistances bobinées établies aux valeurs précises indiquées afin d'avoir des mesures exactes.

Les diverses lignes de mesures (repérées par des lettres minuscules) aboutissent à l'inverseur *Inv.* 4 à 5 positions.

Nous avons :

Position 1 = déviation totale pour 50 mA ; mesure du courant cathodique du 2e étage intermédiaire H.F.

Position 2 = déviation totale pour 10 mA ; mesure du courant des grilles de l'étage P.A.

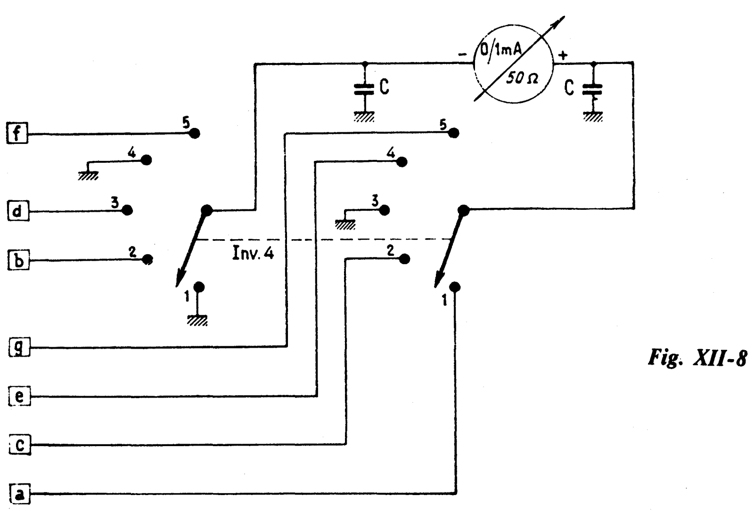


Fig. XII-8

Position 3 = déviation totale pour 500 mA ; mesure du courant cathodique des tubes P.A.

Position 4 = déviation totale pour 1 000 V ; mesure de la haute tension H.T.2.

Position 5 = déviation totale pour 500 mA ; mesure du courant cathodique des tubes du push-pull modulateur.

Commande à distance (fig. XII-9)

Le tableau comporte un inverseur *Inv. 5* à 3 circuits, 3 positions (E = émission ; R = réception ; position intermédiaire = arrêt). Deux circuits sont utilisés pour l'émetteur : lignes 18 et 19 d'une part, lignes 21 et 22 d'autre part. Le troisième circuit est utilisé pour la mise en service du récepteur (périodes de réception).

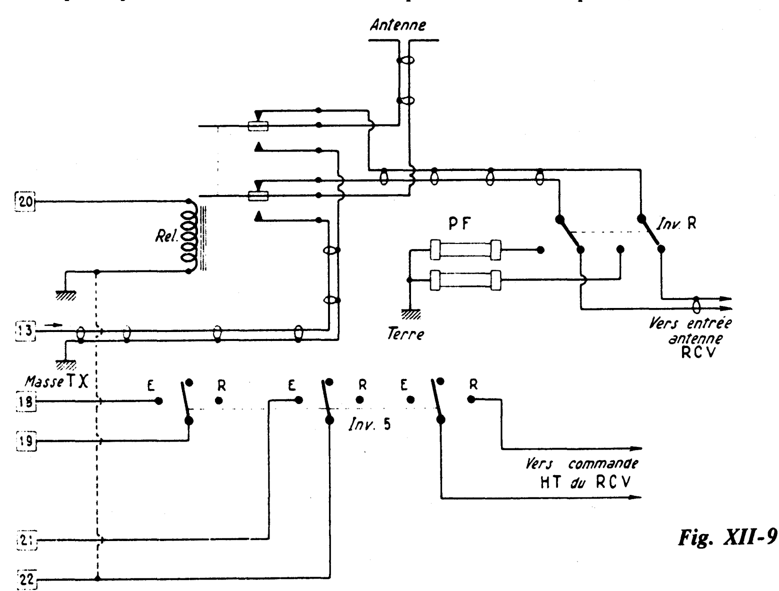


Fig. XII-9

Lorsque l'émetteur est en fonctionnement (position E), le relais d'antenne est excité, se colle, et commute l'aérien sur l'émetteur (ligne 13).

Sur les positions « Arrêt » et « Réception », le relais *Rel.* décolle (comme représenté sur la figure), et l'antenne est commutée sur le récepteur.

Le relais *Rel.* est du type inverseur double, à bobine d'excitation 12 V, et à lames de contact montées sur stéatite.

Deux tubes parafoudres à gaz PF type 4378 (R.T.C.) assurent la protection de l'installation en cas d'orage ; dans ce cas, l'inverseur *Inv.* 5 est en position intermédiaire (arrêt), et l'inverseur *Inv.* R est commuté sur les parafoudres PF.

Les liaisons antenne-relais-émetteur sont faites en câble-coaxial 75 Ω type 75MD (300 W) ; les liaisons relais-inverseur *Inv.* R et récepteurs sont faites en câble coaxial 75 Ω ordinaire (type petit diamètre pour téléviseurs).

•

Antenne

L'antenne utilisée est un dipôle à trappes du type « W3DZZ » tendu à une hauteur de 18 mètres environ (voir description chapitre XIII, § 6-F). La liaison à la station est effectuée par un câble coaxial de 75 Ω d'impédance, type 75 MD (300 W).

•

Contrôleur de champ (fig. XII-10)

Il est du type *apériodique* (aucun circuit accordé), et de ce fait, il fonctionne sans avoir à s'en occuper quelle que soit la bande sur laquelle est réglé l'émetteur. La détection est effectuée par une diode type OA85. L'antenne est un fil A de 4 m tendu à l'extérieur de l'immeuble ; la rentrée s'effectue par un câble blindé. On ajuste le condensateur de 3 — 30 pF pour avoir une bonne déviation de l'indicateur (milliampèremètre). Un casque permet, en outre, le contrôle de la modulation (monitor) ; un petit transformateur BF effectue l'adaptation d'impédance au casque utilisé.

•

Montages - Réglages - Utilisation (fig. XII-11)

Des indications d'ordre pratique ont déjà été données au cours de la description en ce qui concerne les points critiques ou particuliers ; nous n'y reviendrons pas. Quant au reste, diverses variantes peuvent être envisagées selon le matériel dont on dispose (vis-à-vis de l'encombrement, notamment).

L'ensemble est monté sur un châssis classique de 62 × 48 cm ; celui-ci est solidaire d'un panneau-avant de 65 × 35 cm. La répartition des commandes sur ce panneau est indiquée sur la figure.

En outre, cet assemblage se glisse par l'avant, à la façon d'un tiroir, à l'intérieur d'un coffret métallique de 65 × 50 × 35 cm.

Ce coffret comporte des ouvertures pour l'aération et le refroidissement, ainsi qu'une porte sur le dessus pour l'accès aux lampes, notamment (remplacement d'un tube défectueux, par exemple).

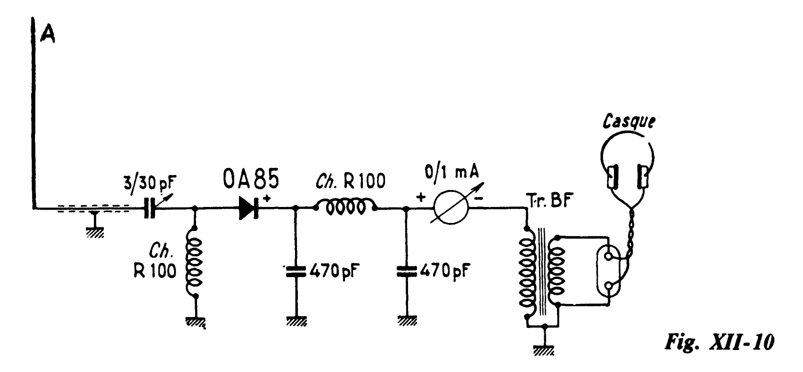


Fig. XII-10

Une ouverture, à l'arrière du coffret, est prévue pour l'accès ou le passage des branchements suivants :

Cordon secteur ;

Fusible tubulaire secteur ;

Lignes 18/19 et 21/22 pour commande à distance ;

Ligne 20 pour l'excitation du relais-inverseur d'antenne (ces cinq lignes sont sorties par l'intermédiaire d'un support octal muni d'un bouchon de branchement) ;

Prise jack manipulateur ;

Prise coaxiale microphone ;

Douille coaxiale de sortie d'antenne (ligne 13) ;

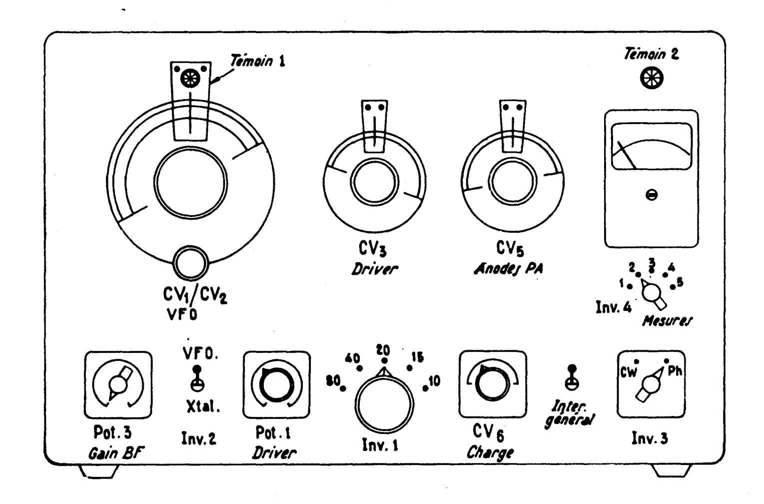


Fig. XII-11

Borne « masse » pour connexion à la terre.

Les premiers réglages s'effectuent en procédant de la façon suivante :

a) A l'aide des trimmers et des noyaux, on s'assure que les deux circuits du pilote V.F.O. couvrent les bandes de fréquences allant, d'une part de 1,75 à 1,9 MHz, et d'autre part de 7 à 7,425 MHz. A ce propos, lors de la mise en service de l'émetteur sur une bande donnée, il convient de bien s'assurer que l'harmonique de l'oscillateur du pilote tombe entre les limites de la bande considérée. En fait, si la bande 40 m par exemple, ne s'étend que de 7 MHz à 7,1 MHz, il faut cependant que le pilote puisse varier de 7 à 7,425 MHz afin de pouvoir couvrir totalement la bande 10 m (28 à 29,7 MHz).

b) On place le commutateur de gammes sur la position « Bande 10 m » (*Inv.* 1). Le commutateur de mesure *Inv.* 4 est placé en position 2 (courant grilles P.A.). L'inverseur *Inv.* 2 est sur position V.F.O., et l'inverseur *Inv.* 3 sur C.W. On accorde le condensateur C.V.3, en ouvrant un peu par ailleurs le potentiomètre *Pot.* 1, de façon à obtenir une déviation de 2 à 3 mA. Puis, à l'aide d'un tournevis, on ajuste le noyau de la bobine L_3 pour l'obtention de la déviation maximum du milliampèremètre. Si l'intensité indiquée dépasse 5 mA, ramener *Pot.* 1 légèrement en arrière jusqu'au réglage convenable du noyau de la bobine L_3.

c) Placer le commutateur de gammes sur « 15 m », et procéder de la même façon pour le réglage de la bobine L_4.

d) Ramener *Inv.* 3 sur Ph. Maintenant, nous pouvons envisager d'enclencher la haute tension générale H.T. 2, et nous allons régler le potentiomètre *Pot* 2 du circuit clamp de sécurité. Nous plaçons *Inv* 4 en position 3 (mesure du courant cathodique P.A.) et nous plaçons *Inv.* 2 en position « Xtal », mais *sans quartz* dans le support prévu à cet effet ; ainsi, nous sommes certains qu'aucune excitation H.F. n'est appliquée à l'étage P.A. Enclenchons la haute tension H.T. 2 et manœuvrons rapidement le potentiomètre *Pot.* 2 du circuit-clamp afin d'annuler la déviation du milliampèremètre. Le réglage correct de *Pot. 2* est juste au point où l'intensité est annulée ; revenir légèrement en arrière si besoin est, pour avoir la certitude de bien être au point convenable.

e) Les réglages internes de l'émetteur sont terminés ; on peut maintenant le placer dans son coffret. Les autres réglages (panneau avant) sont utilisés lors d'un changement de fréquences ou de bande, c'est-à-dire pour l'emploi normal de l'émetteur :

Choisir la bande de trafic *(Inv.* 1). Se placer sur la fréquence désirée par la manœuvre du cadran V.F.O. (*Inv.* 3 étant sur C.W.).

Placer *Inv.* 4 en position 2 (courant grilles P.A.) ; accorder $C.V._3$ et régler *Pot* 1 de façon à obtenir 5 mA (sans plus). Ramener *Inv.* 3 sur Ph ; placer *Inv.* 4 en position 3 (courant cathodique P.A.) et enclencher la haute tension générale $H.T._2$.

Il faut maintenant accorder le circuit anodique du P.A. tout en ajustant la charge apportée par l'antenne. Pour cela, on débute avec $C.V._6$, lames totalement engagées (capacité maximum) et l'on recherche le *minimum* de déviation du milliampèremètre en accordant $C.V._5$.

On augmente la charge en diminuant insensiblement la capacité de $C.V._6$ et en réaccordant chaque fois $C.V._5$. Les minima lus au milliampèremètre sont de plus en plus importants ; on s'arrête lorsque la charge correcte est atteinte ou lorsque la puissance désirée est obtenue. De toutes façons, pour une longue vie des tubes 6146 du P.A., il importe de ne pas dépasser 250 mA *maximum.* Nous rappelons que l'intensité indiquée correspond à l'intensité cathodique ; pour obtenir l'intensité des anodes, il convient de soustraire environ 25 mA consommés par les écrans.

La tension $H.T._2$ (*Inv.* 4 en position 4) est de 700 à 750 V environ.

Pour moduler, il suffit de brancher le microphone et d'ouvrir convenablement le potentiomètre *Pot* 3 (sans surmodulation). En plaçant *Inv.* 4 en position 3, on mesure le courant cathodique du modulateur push-pull EL34 ; nous avons : au repos = 40 mA environ ; en crête = 130 mA environ.

Pour la télégraphie, brancher le manipulateur dans le jack réservé à cet usage, et placer *Inv.* 3 en position C.W.

§ 3. — Emetteurs ondes décamétriques à transistors

Introduction

Nous devons tout d'abord rappeler qu'un exposé de la théorie élémentaire et des généralités concernant l'emploi des semi-conducteurs dans les émetteurs a été fait au chapitre II, § 8, au chapitre V, § 7, et au chapitre X, § 5 ; le lecteur voudra bien s'y reporter, le cas échéant.

D'autre part, certains montages décrits ci-après sont des réalisations *professionnelles* dont la fréquence de sortie ne correspond pas à une gamme « amateurs ». Mais il est bien évident que lesdits montages pourront éventuellement être modifiés (quartz et accord des circuits) pour en obtenir le fonctionnement dans une gamme voisine de fréquence allouée aux amateurs.

Il est certain également que tout étage pilote à quartz pourra être remplacé par un pilote VFO à transistors (voir chapitre V, § 5).

Enfin, il faut reconnaître que dans le domaine des transistors, les « nouveautés » vieillissent vite ; mais rien n'empêchera, le cas échéant, de remplacer les types indiqués par leurs correspondants récents.

I. — Emetteur 7 MHz 5 W

Cet émetteur à transistors d'une puissance de 5 watts, fonctionnant dans la bande 7 MHz, est représenté sur la figure XII-12 ; il a été réalisé par la R.T.C. L'oscillateur-pilote Colpitts est équipé d'un transistor Q_1 type AF 185 et il comporte un quartz 7 MHz (quartz R.T.C. à résonance série).

transformateur de modulation est de l'ordre de 90 Ω. La puissance de l'étage final du modulateur doit être de 3,2 W.

Comme radiateurs, prévoir :

pour le transistor Q_2, une plaque de 18 cm² d'aluminium noirci et de 1,5 mm d'épaisseur ; pour le transistor Q_3, une plaque de 400 cm² d'aluminium noirci et de 2 mm d'épaisseur.

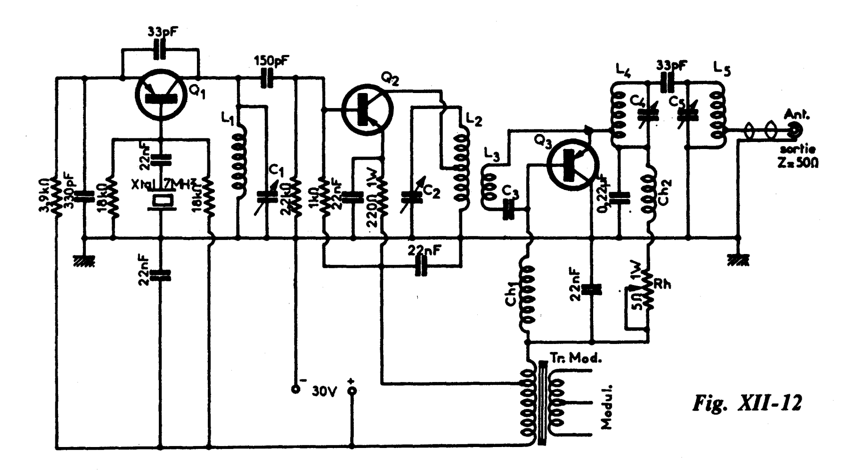


Fig. XII-12

L'étage suivant est équipé d'un transistor Q_2 AUY 10 fonctionnant en tampon et assurant l'excitation H.F. nécessaire à l'étage de puissance final. La liaison entre ces deux étages s'effectue par couplage entre L_2 et L_3 (L_2 et C_2 étant un circuit à accord parallèle, et L_3 C_3 constituant un circuit à résonance fixe à accord série).

L'étage final de sortie avec transistor Q_3 type AU 103, est monté avec collecteur à la masse et fonctionne en amplificateur classe C. La tension de polarisation de ce transistor peut être ajustée à l'aide de la résistance R*h*, afin d'obtenir un courant de collecteur de 330 mA.

La modulation *d'amplitude* est appliquée sur la tension collecteur-base du transistor final AU 103 (Q_3) ; une modulation partielle (environ 70 % de la modulation totale) est appliquée simultanément sur l'étage tampon AUY 10 (Q_2). L'impédance de la charge présentée aux extrêmités du secondaire du

Les conditions de fonctionnement en courant continu des transistors R.T.C. utilisés sont résumées dans le tableau ci-dessous :

		Q_1 AF185	Q_2 AUY10	Q_3 AU103
$-V_{CE}$: V	:	12,15	19,5	29,7
$-I_C$: mA	:	4,75	37,5	330
V_{BE} : V	:	+ 1,2	+ 0,22	+ 0,28
I_B : mA	:	+ 0,18	− 4,5	− 4

D'autre part, nous avons :

puissance de sortie non modulée = 5,25 W. Profondeur de modulation = 80 % pour 10 % de distorsion. Rendement moyen de l'émetteur = 45 %.

Les caractéristiques de bobinages sont les suivantes (pour la gamme 7 MHz) :

L_1 = 13 tours de fil de cuivre émaillé de 7/10 de mm enroulés jointifs sur un mandrin de 10 mm de diamètre ; accord par C_1 de 220 pF air.

L_2 = 12 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm ; mandrin de 17 mm de diamètre ; accord par C_2 de 400 pF air ; prise à 6,5 tours du côté masse.

L_3 = 6 tours de fil de cuivre émaillé accord série fixe par C_3 de 680 pF ; couplage à ajuster par rapport à L_2, côté masse.

L_4 = L_5 = 12 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm ; mandrin de 17 mm ; accord respectif par C_4 et C_5 (condensateurs variables à air de 400 pF chacun) ; prise à 4 tours côté masse pour L_4 et à 3,5 tours côté masse pour L_5.

Ch_1 = bobine d'arrêt H.F. de 20 μH (résistance en courant continu = 1,6 Ω).

Ch_2 = bobine d'arrêt H.F. : 32 spires de fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm ; enroulement non jointif sur un tube de 6 mm de diamètre.

Tr. Mod. = transformateur B.F. de modulation ; inductance secondaire 45 mH minimum à 380 mA courant continu ; résistance ohmique maximale 4 Ω ; prise intermédiaire à 70 % de l'extrémité alimentation « + 30 V » ; primaire à prise médiane, selon type des transistors utilisés à l'étage final modulateur B.F. (3,2 watts minimum).

•

II. — Emetteur 20 W

D'après le Bulletin d'Application des semi-conducteurs N° 18 (Evangelisti et Béneteau) de la « Fairschild », la figure XII-13 donne un exemple d'amplificateur H.F. de puissance. Le schéma représente les trois derniers étages classe C amplificateurs H.F. d'un émetteur : tampon, driver et P.A. (sortie 20 watts ; mesure faite sur 10 MHz).

Le premier étage comporte un transistor TA 6200 monté en base commune avec diode de protection dans le circuit de l'émetteur pour éviter un claquage éventuel entre émetteur et base.

L'étage driver comporte un transistor 2N1978 ; l'étage final P.A. est équipé de deux transistors, également du type 2N1978, connectés en parallèle. Dans ces

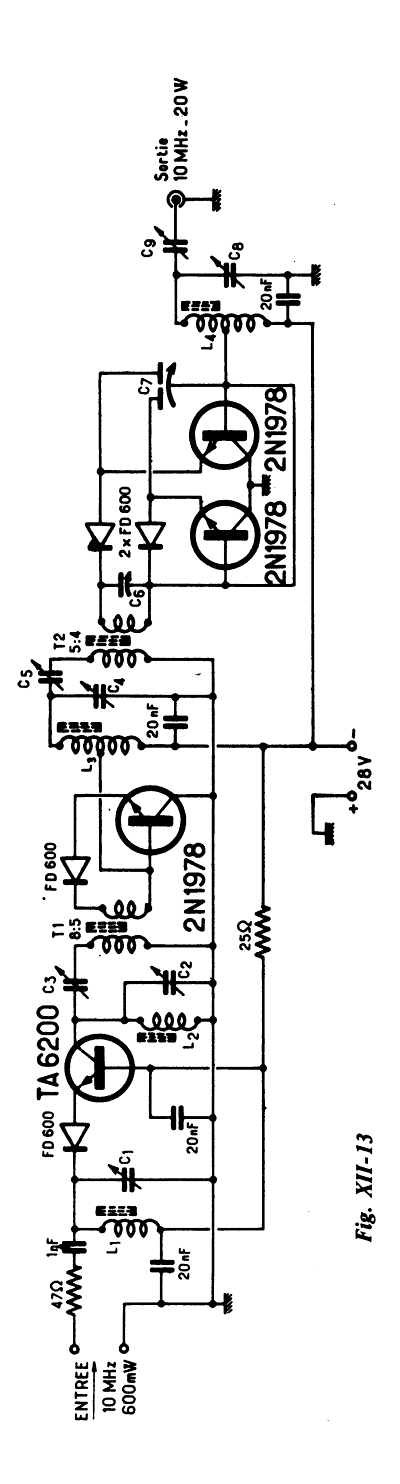


Fig. XII-13

deux derniers étages, les collecteurs des transistors sont montés à la masse, ce qui permet une bonne évacuation de la chaleur.

A ces niveaux de puissance et de fréquence, les diodes en série posent un problème délicat, résolu ici par l'utilisation des diodes FD600 Fairschild ayant une *conductance directe* élevée et une réponse rapide.

Le transistor TA 6200 du premier étage a des caractéristiques identiques à celles du 2N1978, sauf son boîtier-support qui n'est pas conçu pour un fonctionnement « en puissance ».

Pour une puissance H.F. d'entrée de 600 mW (10 MHz) et une alimentation en tension continue de 28 volts, on a relevé les puissances et les intensités suivantes :

Premier étage : 3 W ; 170 mA.

Etage driver : 9 W ; 440 mA.

Etage final P.A. : 20 W ; 1640 mA.

Les bobines doivent avoir un coefficient de surtension élevé (compatible cependant avec un encombrement admissible). Les transistors doivent être montés avec beaucoup de soin, de façon à permettre une évacuation aisée de la chaleur (usage de graisse aux silicones). Enfin, il est souhaitable de surveiller la température de chaque transistor de sortie pour assurer une répartition équilibrée des courants.

Ce montage présente l'avantage d'avoir des performances assez remarquables associées à un fonctionnement très sûr, la puissance de sortie de 20 W étant obtenue sans difficulté.

•

III. — Emetteur 27-28 MHz 5 W

Cet émetteur, dont le schéma complet est représenté sur la figure XII-14, a été réalisé par la R.C.A. Il s'agit d'un émetteur modulé en amplitude avec un taux de l'ordre de 85 % pour une très faible distorsion. Son fonctionnement est prévu pour les bandes 27 ou 28 MHz où il délivre une puissance de 5 watts H.F. La modulation s'effectue par le procédé exposé au paragraphe 5 du chapitre X, à savoir modulation fractionnée et appliquée à égalité sur le collecteur du transistor driver Q_2 et sur le collecteur du transistor amplificateur H.F. final Q_3.

Le pilotage est assuré par l'étage oscillateur avec transistor Q_1 et quartz 27 ou 28 MHz (selon la bande de fonctionnement) ; l'intensité de collecteur du transistor Q_1 est de 15 mA.

L'intensité de collecteur du transistor Q_2 de l'étage driver H.F. est de 55 mA ; celle du collecteur du transistor Q_3 de l'étage final PA est de 330 mA pour une charge d'antenne correcte.

La section B.F. comporte un étage préamplificateur microphonique (transistor Q_4), suivi d'un étage driver B.F. avec transistor Q_5 pour l'attaque de l'étage modulateur push-pull par l'intermédiaire du transformateur déphaseur Tr_1. L'étage modulateur final comporte deux transistors Q_6 et Q_7 montés en push-pull classe B, étage stabilisé par la diode D. La modulation est appliquée à la section H.F. par l'intermédiaire du transformateur Tr_2 (impédance secondaire de l'ordre de 40 Ω).

Les caractéristiques des bobinages réalisées sur des mandrins de 14 mm de diamètre avec noyau réglable, sont les suivantes :

Fil cuivre émaillé 10/10 de mm.

$L_1 = L_3$ = 14 tours (0,75 à 1,2 μH ; Q = 100) ;
L_2 = 3 tours couplés côté « froid » ;
L_4 = 2 3/4 tours couplés côté « froid » ;
L_5 = 11 tours (0,5 à 0,9 μH ; Q = 120) ;
L_6 = 7 tours (0,2 à 0,35 μH ; Q = 140).

D'autre part, nous avons :

$Ch_1 = Ch_2$ = bobine d'arrêt réalisée en enroulant 25 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 mm en forme de tore (voir fig. VII-15) sur une bague de ferroxcube (FXC orienté) de diamètres extérieur 40 mm et intérieur 22 mm (R.T.C.).

Tr_1 : Z_p = 2500 Ω ; Z_s = 200 Ω à point milieu.

Tr_2 : Z_p = 100 Ω à point milieu ; Z_s = 30 à 40 Ω.

Q_1 = RCA 40080 ; $Q_4 = Q_5$ = 2N 1194 ;
Q_2 = RCA 40081 ; $Q_6 = Q_7$ = 2N 3613 ;
Q_3 = RCA 40082 ; D = 1N 2326.

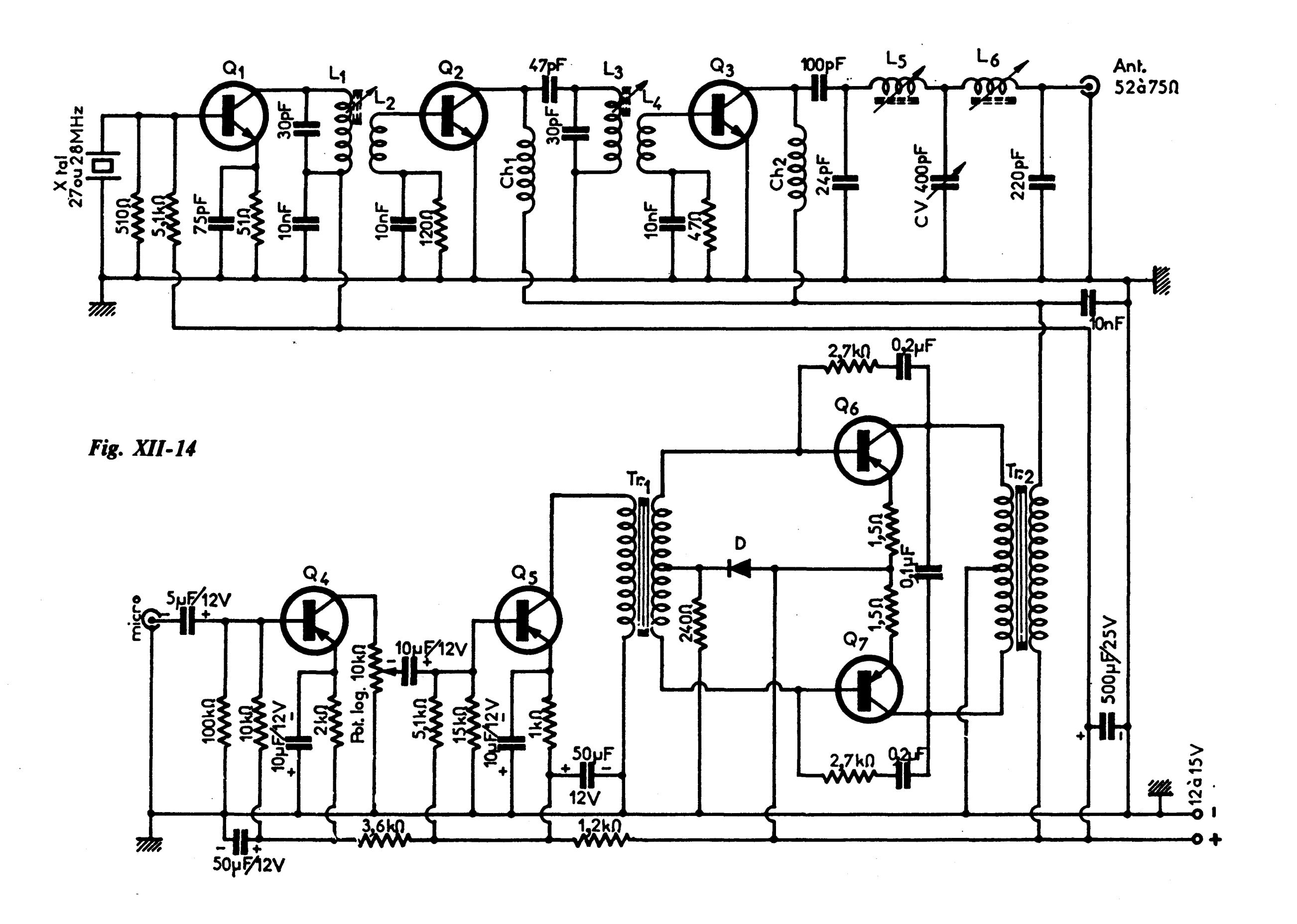

X tal 27ou28MHz
510Ω
5,1kΩ
75pF
51Ω
Q1
30pF
10nF
L1
L2
Q2
10nF
120Ω
47pF
Ch1
30pF
L3
L4
10nF
47Ω
Q3
Ch2
100pF
24pF
L5
CV 400pF
L6
220pF
Ant. 52à75Ω
10nF
2,7kΩ
0,2µF
Q6
Tr1
Tr2
D
1,5Ω
0,1µF
240Ω
Q7
micro
5µF/12V
Q4
100kΩ
10kΩ
10µF/12V
2kΩ
Pot. log. 10kΩ
10µF/12V
Q5
5,1kΩ
15kΩ
1kΩ
50µF
12V
500µF/25V
12à15V
3,6kΩ
1,2kΩ
50µF/12V

Fig. XII-14

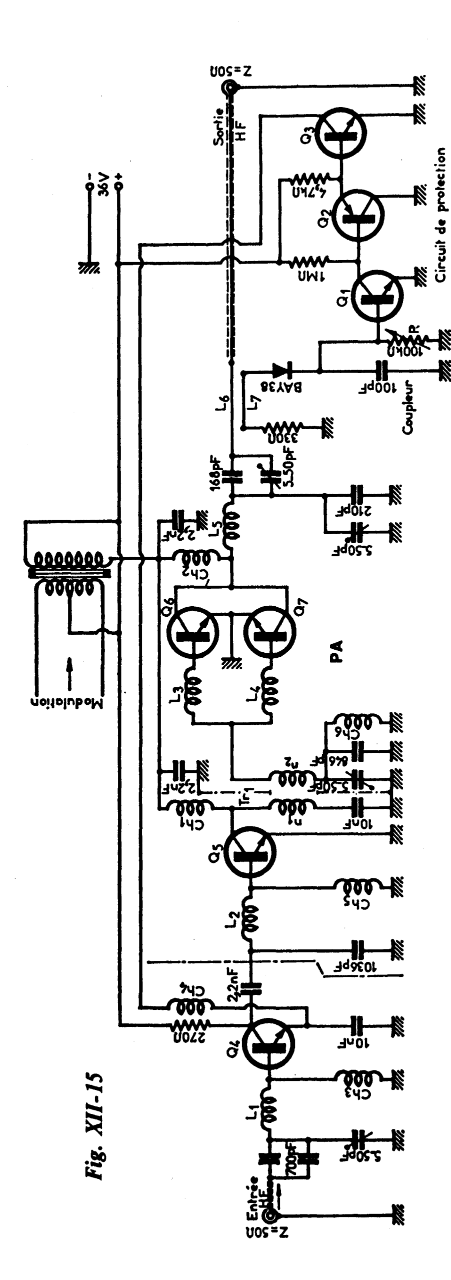


Fig. XII-15

La consommation totale pour une tension d'alimentation de 12 à 15 V est de 500 mA environ en régime de porteuse, et de 700 mA environ en régime de modulation maximale.

L'intensité totale des collecteurs des transistors Q_6 et Q_7 (B.F.) est de 95 mA au repos et de 300 mA environ en crête ; le transformateur de modulation Tr. 2 doit donc être établi en conséquence (section du fil et section du noyau magnétique) pour tenir compte des intensités relativement élevées qui parcourent son primaire et son secondaire (noyau à entrefer, notamment, pour éviter la saturation).

•

IV. — Amplificateur H.F. 100 W

Le schéma de montage de cet amplificateur H.F. 10 MHz, réalisé par la R.T.C. (1) est représenté sur la figure XII-15. La puissance est de 100 W avec une tension d'alimentation de 36 V ; le gain de puissance est de 40 dB avec un rendement de 72 %.

A de telles puissances, pour éviter la destruction des transistors Q_6 et Q_7 de l'étage final PA-HF (si d'importantes variations de charge en sortie venaient à se produire), il est recommandé de prévoir un circuit de protection ; c'est ce qui a été fait ici. Nous avons exposé le fonctionnement sommaire de ce dispositif au cours du § 9, au chapitre II.Le coupleur est sensible au rapport d'ondes stationnaires, et en particulier à l'onde de retour d'énergie, en cas de modifications importantes de charge (court-circuit ou débranchement accidentels). La valeur de la résistance R doit être ajustée de façon que le détecteur ne réponde pas à la puissance H.F. dans le sens direct, mais *seulement* à la puissance éventuelle réfléchie par la charge en sortie. Le circuit de protection faisant suite commande le transistor Q_4 de l'étage amplificateur H.F. intermédiaire. D'ailleurs, pour plus de détails concernant le fonctionnement de ce dispositif, le lecteur pourra se reporter au chapitre XIV, § 5, n° IV.

(1) D'après la notice n° XXIV «Applications des semiconducteurs » de la « Radiotechnique-Coprim ».

Naturellement, pour la réalisation de l'émetteur complet, l'entrée H.F. du schéma doit être précédée du pilote-excitateur. Quant à la section B.F. de modulation, elle n'est pas représentée, non plus, sur le schéma.

Les caractéristiques des éléments sont les suivantes :

Q_1 = ASY 29 ; Q_2 = ASY 27 ; Q_3 = Q_4 = BFY 44 ou BFY 50 ; Q_5 = Q_6 = Q_7 = BLY 17.

L_1 = L_2 = 3 tours, diamètre 25 mm.

L_3 = L_4 = 1 tour, diamètre 30 mn.

L_5 = 5 tours, diamètre 25 mm.

Tr_1 : n_1 = 12 tours, diamètre 25 mm.

n_2 = 3 tours, diamètre 25 mm.

L_6 = fil rectiligne en cuivre émaillé de 16/10 de mm.

L_7 = fil rectiligne en cuivre émaillé de 10/10 de mm, parallèle à L_6 sur une longueur de 30 cm à une distance de 2 à 3 mm (réalisation possible également comme pour le *Monimatch* décrit au chapitre XVIII, § 7).

Bobines d'arrêt H.F. :

Ch_1 = 80 tours sur mandrin de 7 mm ;
Ch_2 = 16 tours, diamètre 25 mm ;
Ch_3, Ch_4, Ch_5, Ch_6 = 150 tours sur mandrin de 7 mm de diamètre.

●

V. — Amplificateur H.F. linéaire (27 - 30 MHz) 3 W/20 W

L'amplificateur H.F. proposé ci-après permet de porter à une puissance de 20 W-H.F., un signal de 3 W (compris entre 27 et 30 MHz) appliqué à son entrée. Son fonctionnement est linéaire, ce qui signifie que le signal de 3 W appliqué à l'entrée peut être *modulé*.

Bien que conçu pour la gamme de 27 à 30 MHz, il va sans dire que par modification des circuits accordés, cet amplificateur H.F. peut fort bien être adapté à toute autre bande.

Ce montage comporte deux étages amplificateurs à transistors en classe AB linéaire (fig. XII-16) ; son alimentation propre, à partir du secteur, est représentée sur la figure XII-17.

Sauf mention spéciale, tous les condensateurs fixes sont du type céramique.

Les condensateurs électrochimiques de l'alimentation offrent chacun une capacité de 4 700 μF ; ils sont du type 16 V service, 20 V crête.

Les caractéristiques des bobinages sont les suivantes : mandrins de 14 mm de diamètre avec noyau de ferrite réglable ; fil de cuivre émaillé ou nu de 12/10 de mm ; espacement entre spires égal au diamètre du fil.

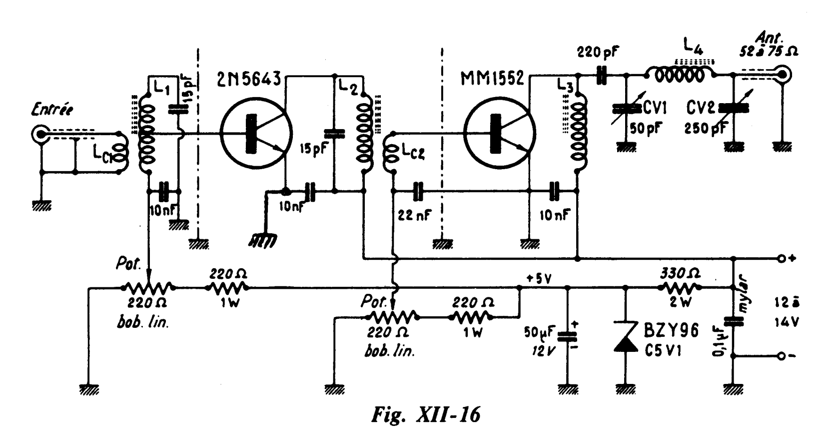


Fig. XII-16

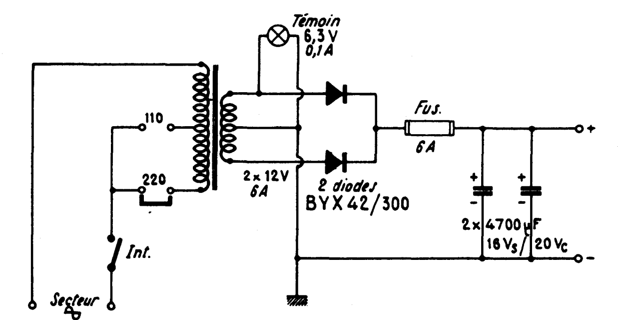


Fig. XII-17

L_1 = 12 tours;
L_{c1} = 3 tours par-dessus L_1, côté froid;
$L_2 = L_1$;
L_{c2} = 3 tours par-dessus L_2 côté froid;
L_3 = 20 tours;
L_4 = 10 tours.

L'amplificateur doit se monter dans un coffret métallique ajouré, à trois compartiments (deux cloisons internes représentées en traits mixtes sur le schéma). L'alimentation peut être incorporée dans le coffret (dans ce cas, dans un quatrième compartiment), ou bien être réalisée séparément.

Les diodes de redressement BYX 42/300 et la diode Zener BZY 96/C5V1 sont de fabrication R.T.C.

Les transistors 2 N 5643 et MM 1552 sont de fabrication Motorola. Ces deux transistors doivent être montés avec des refroidisseurs à ailettes.

Les deux potentiomètres de 220 Ω (type bobiné linéaire) permettent d'ajuster le fonctionnement en classe AB linéaire de chaque étage; ils se règlent une fois pour toutes (axe fendu pour tournevis). La tension de départ des polarisations est stabilisée à + 5 V par la diode Zener.

L'alimentation générale est absolument classique; il n'est pas nécessaire qu'elle soit régulée et son schéma se passe de commentaire.

Les divers circuits accordés se règlent par les noyaux des bobines. En outre, dans le circuit final, nous disposons de deux condensateurs variables à air CV_1 et CV_2 (réglables, une fois pour toutes, lors de la mise au point) qui permettent l'ajustage de la charge et le couplage de l'antenne (adaptation) pour l'obtention du rayonnement maximal (vérification par contrôleur de champ, selon le mode habituel).

A l'intention des lecteurs non familiarisés avec ces réglages, voici quelques explications complémentaires.

Le signal H.F. 27 MHz modulé (ou non) de 3 W à amplifier est appliqué à l'entrée, et le câble coaxial de l'antenne extérieure est connecté à la sortie.

Un contrôleur de champ 27 MHz est placé à quelque distance. Régler les noyaux de L_3 et L_4 à mi-course; placer CV_2 en capacité maximale; puis, mettre l'alimentation en service.

Ajuster les noyaux de L_1 et de L_2 et régler CV_1 pour l'obtention du maximum de déviation lue sur le contrôleur de champ.

Ensuite, diminuer un peu la capacité de CV_2 et rechercher l'accord optimal (maximum de déviation du contrôleur de champ) en retouchant les réglages de CV_1 et de L_3.

Refaire cette dernière manœuvre successivement, plusieurs fois de suite, en diminuant chaque fois la capacité de CV_2 et en recherchant l'accord par CV_1 et L_3.

Lors de chaque opération, le maximum lu au contrôleur de champ doit croître (si nécessaire, réduire la sensibilité de ce dernier). Néanmoins, il arrive un moment où les indications du contrôleur de champ n'augmentent plus; il est alors inutile d'aller plus loin, et l'on peut même revenir un peu en arrière, c'est-à-dire vers le réglage précé-

dent. Cela signifie, en effet, que l'ajustage de la charge et l'adaptation de l'antenne sont atteints.

Si les opérations d'accord n'étaient pas possibles lors des réglages successifs de CV_2 et de CV_1 comme nous venons de l'exposer, il faudrait retoucher le réglage du noyau de L_4.

En opération finale, revoir les réglages de L_1, L_2, L_3 (retouches éventuelles), toujours en recherchant à obtenir la déviation maximale sur le contrôleur de champ.

Pour un fonctionnement correct, il va sans dire que toutes les connexions parcourues par la H.F. (connexions entre circuits accordés et électrodes des transistors) doivent être extrêmement courtes et directes.

En période de modulation, on peut faire suivre la détection du contrôleur de champ par un oscilloscope pour s'assurer de la bonne linéarité de la modulation (modulation non déformée); le cas échéant, ajuster le fonctionnement des étages amplificateurs en retouchant les réglages des potentiomètres de polarisation. A défaut d'oscilloscope, il faut plus modestement s'en remettre à l'appréciation auditive d'un correspondant.

•

VI. — Émetteur 20 W bandes décamétriques

Cet émetteur dont le schéma est représenté sur la figure XII-18 est alimenté à partir d'une tension de 12 à 14 volts (accumulateur ou alimentation secteur avec redresseur et filtre). Nous avons prévu son utilisation possible dans les bandes 20, 40 et 80 m, soit par changement de bobinages (supports à broches), soit par commutation des bobinages (au choix du réalisateur); dans ce but, le tableau ci-après indique les caractéristiques de fabrication de toutes les bobines pour chaque gamme prévue.

Le section H.F. comporte les étages suivants :

Etage pilote ou tampon : transistor Q_1 (type 40080 - RCA) ; cet étage qui est pilote si nous utilisons des quartz, devient tampon si nous utilisons un VFO séparé (selon la position de l'inverseur Inv. 1).

Bobines	Bande 20 m	Bande 40 m	Bande 80 m
L_1	15 tours Ø 14 mm à noyau	23 tours Ø 14 mm à noyau	40 tours Ø 14 mm à noyau
L_2 par-dessus L_1 côté froid	5 tours	8 tours	15 tours
L_3	identique à L_1	identique à L_1	identique à L_1
L_4 par-dessus L_3 côté froid	identique à L_2	identique à L_2	identique à L_2
L_5	10 tours Ø 14 mm à noyau	20 tours Ø 14 mm à noyau	30 tours Ø 14 mm à noyau
L_6	15 tours Ø 14 mm sur air	25 tours Ø 14 mm sur air	40 tours Ø 14 mm sur air
Tous enroulements à spires jointives et en fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm			

Second étage (driver) : transistor Q_2 (type 40081 - RCA).

Troisième étage (driver) : transistor Q_3 (type 40082 - RCA). Notons que ces trois premiers transistors ont été conçus pour fonctionner ensemble et se commander l'un l'autre en puissance progressive. On remarquera que ces trois premiers étages sont à peu près semblables au schéma de l'émetteur faisant l'objet de la figure XII-14.

Etage de puissance : Il est équipé du transistor Q_4 de type BLY 89-R.T.C. en boîtier « tourelle » et à double sortie pour la connexion d'émetteur (le collecteur est repéré par un biseau ; voir figure XII-19).

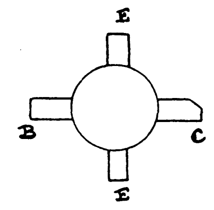


Fig. X-19

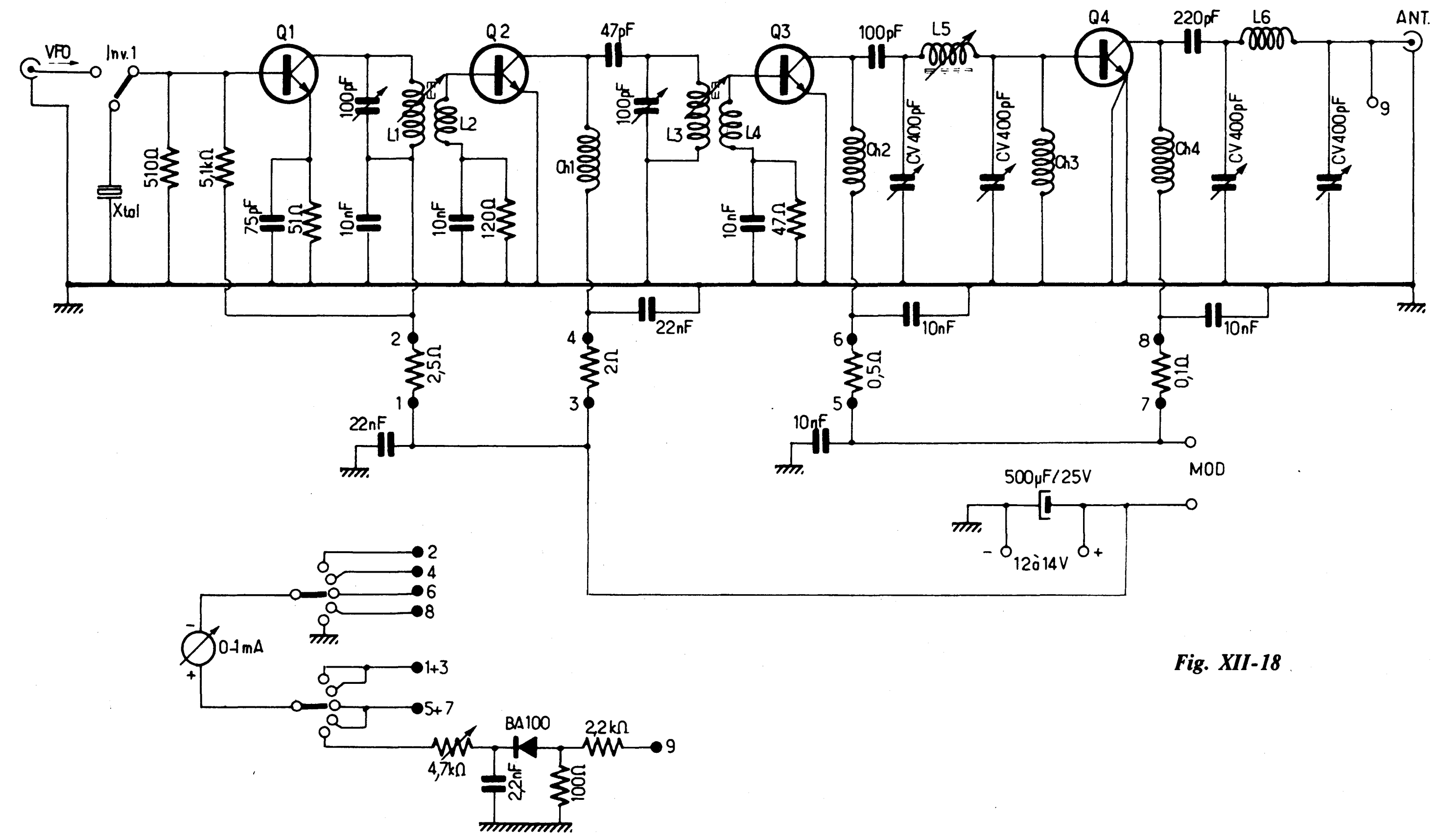

VFO
Inv.1
Xtal
510Ω
5,1kΩ
Q1
75pF
51Ω
100pF
10nF
L1
L2
10nF
120Ω
Q2
47pF
Ch1
100pF
L3
L4
10nF
47Ω
Q3
100pF
L5
Ch2
CV 400pF
CV 400pF
Ch3
Q4
220pF
L6
Ch4
CV 400pF
CV 400pF
ANT.
9
22nF
10nF
10nF
2
2,5Ω
1
22nF
4
2Ω
3
6
0,5Ω
5
10nF
8
0,1Ω
7
MOD
500μF/25V
12 à 14 V
0-1mA
2
4
6
8
1+3
5+7
BA100
2,2kΩ
9
4,7kΩ
2,2nF
100Ω

Fig. XII-18

Excité par une puissance H.F. de 3,3 watts, ce transistor délivre facilement une puissance H.F. de 20 W avec une tension d'alimentation de 12 volts (I_c = 2,6 A ; gain = 7,8 dB).

Il est évident que les transistors Q_3 et surtout Q_4 doivent être munis de radiateurs métalliques pour éviter tout échauffement excessif et le risque d'emballement thermique (suivi de destruction rapide).

Dans chaque circuit d'alimentation des collecteurs, on note une résistance de faible valeur ; il s'agit de résistances-shunts destinées au branchement d'un milliampèremètre (0 — 1 mA) par l'intermédiaire de l'inverseur Inv. 2. L'intensité de chaque circuit peut ainsi être évaluée, observée, et le réglage optimum du circuit accordé correspondant est atteint pour le minimum de déviation du milliampèremètre. Une cinquième position permet d'évaluer le signal H.F. disponible en sortie (valeur relative). Les valeurs des résistances-shunts sont des *ordres de grandeur ;* le cas échéant, elles peuvent être modifiées *selon la résistance interne* du milliampèremètre employé.

Comme à l'accoutumée, on règlera les circuits successivement, d'étage en étage, en allant de l'entrée vers le circuit final. Les réglages des circuits en π de L_5 et de L_6 se font par la manœuvre alternative des condensateurs variables, procédé bien caractéristique à ce genre de circuit et qui est exposé à plusieurs reprises dans cet ouvrage (voir par exemple montage précédent ou chapitre XIII, § 5). En ce qui concerne plus spécialement le circuit de sortie, disons qu'il permet aisément de trouver l'accord et la charge optimale pour toute antenne présentant une impédance de 52 à 75 Ω.

L'ensemble doit être monté dans un coffret métallique, compartimenté étage par étage.

Les bobines d'arrêt Ch_1, Ch_2, Ch_3 et Ch_4 sont du type toroïdal ; elles sont réalisées en enroulant 50 tours de fil de cuivre émaillé en forme de tore (voir fig. VII-15) sur une bague de ferroxcube (FXC orienté) de diamètres extérieur 40 mm et intérieur 22 mm (R.T.C.) : fil de 8/10 de mm pour Ch.1, 2 et 3 ; fil de 12/10 de mm pour Ch_4.

Aux bornes marquées « Mod » se trouve évidemment connectée la sortie de l'amplificateur B.F. de modulation. Le montage faisant l'objet des figures XI-1 et 2 peut parfaitement convenir. Naturellement, le transformateur de sortie Tr_3 devra être conçu en conséquence, à savoir que l'impédance de charge présente aux bornes « Mod. » (c'est-à-dire pour le secondaire de Tr_3) est de l'ordre de 10 ohms. Les caractéristiques de fabrication de ce transformateur de modulation sont données dans la description de cet amplificateur B.F.

Nous nous limiterons volontairement ici aux précédentes descriptions d'émetteurs à semi-conducteurs pour ondes décamétriques. Mais précisons que d'autres montages d'émetteurs à semi-conducteurs sont encore publiés dans cet ouvrage au chapitre XIV, § 5 et au chapitre XV, § 3. Bien que prévus pour VHF notamment, avec divers autres types de *transistors,* il va sans dire que ces montages peuvent parfaitement être adaptés à des fréquences inférieures, c'est-à-dire pour les gammes décamétriques qui nous intéressent présentement. En effet, et en général « qui peut le plus, peut le moins » et ce n'est qu'une question de caractéristiques de fabrication des circuits oscillants. Enfin, rappelons que l'étude des transceivers (émetteurs-récepteurs) pour ondes décamétriques avec fonctionnement en B.L.U. (ou S.S.B.) sera faite au chapitre XVII.

CHAPITRE XIII

LES ANTENNES

PREMIERE PARTIE

ANTENNES SPECIALES DE RECEPTION O.C.

Ce qu'il importe d'établir dans les conditions maxima de dégagement, c'est le *brin d'antenne* proprement dit. On peut, en fait, actuellement, réaliser des descentes fort longues avec des pertes minimes.

On sait qu'une antenne vibre sur certaines fréquences, suivant sa longueur ; ce que l'on ne sait pas, bien souvent, ce sont précisément pour quelles fréquences elle résonnera ! On a planté un poteau ou deux, tendu un fil, amené la descente et... ça marche ! Mais n'y aurait-il pas moyen de faire mieux ?

Ce qui nous intéresse, nous O.M., ce sont d'abord les bandes d'amateurs ; or, les stations d'amateurs travaillent ordinairement avec des puissances très faibles, et ne serait-il pas raisonnable de tout mettre en œuvre pour faciliter leur réception ? Nous voulons dire par là de soigner le montage de l'antenne comme nous avons soigné le récepteur. Il est donc sage de prévoir, de *calculer* l'antenne pour qu'elle soit susceptible de résonner sur les fréquences que l'on désire capter (bandes d'amateurs).

Avant de passer à l'étude du brin d'antenne propre, penchons-nous un instant sur les fils de descente (appelés aussi quelquefois « feeders » ; mais ce terme est plutôt réservé aux antennes d'émission).

Différents types de descentes d'antenne peuvent être utilisés :

1° Les descentes à fil unique ;

2° Les descentes doubles : *a)* Fils torsadés (basse impédance) ; *b)* Fils parallèles avec transposition (haute impédance).

Dans le deuxième cas, ce genre de descente réalise, de plus, un effet antiparasite appréciable dans certains cas. Cet effet est basé sur l'annulation des signaux et des parasites, qui attaquent directement à la fois les deux fils de descente.

Les descentes à fils torsadés sont réalisées par des câbles spéciaux fortement imperméabilisés ; elles présentent, en général, une impédance caractéristique de 70 à 100 ohms. Quant aux descentes à fils parallèles à transposition, elles sont facilement réalisables par l'amateur. On peut faire une telle descente en utilisant deux fils de 12/10 de mm. en cuivre émaillé, espacés entre eux de 5 centimètres, avec un bloc de transposition tous les 40 centimètres ; l'impédance caractéristique d'une telle descente est de l'ordre de 500 ohms environ.

Un brin d'antenne correctement établi présente, pour un signal reçu donné, une impédance relativement élevée. Il est donc nécessaire d'adapter cette impédance élevée à l'impédance relativement faible de la descente. C'est chose très facile, car l'impédance d'une antenne varie à chaque point de sa longueur (minimum au centre, maximum aux extrémités ; fig. XIII-1). Dans un doublet, c'est-à-dire une antenne constituée par deux brins isolés et placés dans le prolon-

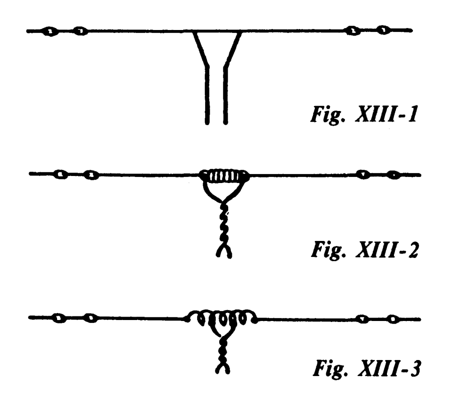

Fig. XIII-1

Fig. XIII-2

Fig. XIII-3

gement l'un de l'autre, l'impédance au centre est très voisine de 70 ohms et augmente si l'on se déplace vers les extrémités (fig. XIII-2). Outre ce moyen d'adaptation d'impédances, on peut utiliser aussi tout bonnement un transformateur ou autotransformateur (fig. XIII-3).

Le même souci d'adaptation d'impédances se présente de nouveau à l'arrivée au récepteur ; en effet, les appareils de réception possèdent ordinairement une bobine d'entrée d'antenne présentant une impédance assez élevée par rapport à l'impédance de la descente. Un autre transformateur, ou autotransformateur, est donc nécessaire à l'arrivée.

De plus, ce transformateur élimine les oscillations en phase recueillies par les fils de descente (signaux et parasites); par contre, il transmet au récepteur les oscillations déphasées recueillies par le collecteur d'ondes (signaux incidents des stations à recevoir).

Notons que le transformateur d'arrivée doit être calculé avec soin dans le cas d'une descente à basse impédance ; alors qu'avec une descente à haute impédance, il peut très souvent être supprimé : on attaque la bobine d'entrée de couplage antenne du récepteur directement par les deux fils de descente.

Disons enfin qu'une antenne présente la plus grande sensibilité pour une longueur d'onde égale à 2,1 × l (l étant la longueur géométrique propre du brin aérien). Cette longueur d'onde de résonance est un peu supérieure au double de la longueur géométrique, par suite de la charge des feeders, de la proximité des masses environnantes, du sol, etc. On voit donc qu'une antenne ondes courtes parfaitement accordée est facilement réalisable, sans tomber dans le domaine des dimensions extraordinaires (1).

Quelques réalisations pratiques

L'antenne accordée de réception la plus simple est certainement l'antenne Windom (fig. XIII-4). La descente est faite par un fil unique D, qui peut avoir une longueur quelconque, et qui part du brin antenne AB de façon que l'on ait AC = AB/3. Cet aérien,

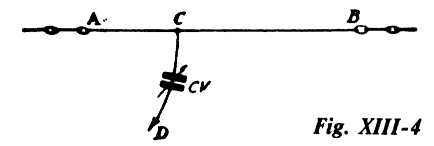


Fig. XIII-4

du fait de sa descente à fil unique, ne présente pas d'effet antiparasite. On coupe le brin AB tel que AB = 0,95 $\lambda/2$ (λ étant la longueur d'onde en mètres de la bande que l'on désire recevoir avec le maximum de sensibilité). Notons que cette pointe de sensibilité créée par la résonance de l'antenne se produit non seulement sur la bande pour laquelle l'aérien a été calculé, mais aussi sur les harmoniques de cette bande. Et cela est très bien, puisque les bandes d'amateurs sont précisément placées en harmoniques les unes par rapport aux autres. Cette remarque est valable également pour toutes les antennes accordées qui vont suivre.

On voit, d'après ces quelques lignes, pourquoi un amateur peut utiliser à la réception, tout simplement, son antenne d'émission, qui a été calculée précisément pour vibrer sur la bande de travail.

On attaque le récepteur avec la descente D, en la connectant à une extrémité de la bobine d'entrée de couplage, l'autre extrémité étant reliée à la masse. Il est cependant recommandé d'intercaler à la base de D, juste avant l'entrée du récepteur, un petit condensateur variable de 50 à

(1) Il n'en serait pas de même pour une antenne spéciale « grandes ondes », par exemple.

100 pF. On remarque que le rôle de ce C.V. est très efficace et qu'il présente un accord de sensibilité maximum bien déterminé pour chaque bande.

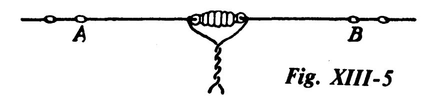


Fig. XIII-5

Passons maintenant au doublet avec descente basse impédance (fig. XIII-5). La descente est faite en fils torsadés sous gaine caoutchouc ou matière plastique (impédance 70 ohms). Les fils de la descente sont soudés de part et d'autre d'un isolateur pyrex réalisant la coupure du brin d'antenne (doublet). Cette descente peut avoir une longueur quelconque, mais elle nécessite parfois un transformateur à l'arrivée au récep-

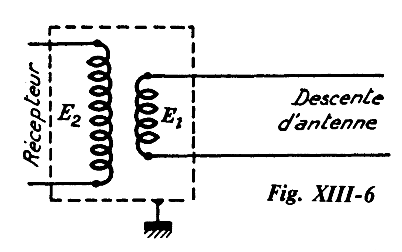
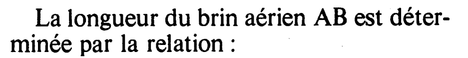


Fig. XIII-6

teur. On réalise ce transformateur de la manière suivante (fig. XIII-6) ; sur un mandrin de 25 mm de diamètre, on bobine un enroulement de 10 tours jointifs de fil de cuivre 8/10 de millimètre, deux couches soie ; enroulement E_1 attaqué par les fils torsadés de descente. Puis, à une distance de 5 mm. de cet enroulement, on bobine l'enroulement E_2, soit 20 tours jointifs de fil 8/10 deux couches soie, qui attaque l'entrée du récepteur.

La longueur du brin aérien AB est déterminée par la relation :



$$AB = \frac{0{,}95\,\lambda}{2}$$

Une autre réalisation, enfin, créée par la G.E.C., est donnée sur la figure XIII-7 ; c'est la « V-doublet ». Pour tailler l'antenne afin qu'elle vibre de préférence sur une bande de longueur d'onde donnée λ, on fait :

$$AB = CD = \lambda/4$$
$$\text{et } BE = CE = BC = \lambda/8$$

(mais la partie BC n'est pas utilisée électriquement).

La descente peut se faire soit par un câble torsadé d'impédance caractéristique 100 ohms, soit par une ligne à fils parallèles avec blocs de transposition. Dans ce dernier cas, on utilise deux fils de cuivre émaillé de 16/10 maintenus tendus et parallèles à une faible distance d (environ 10 mm) par des blocs de transposition B_t placés tous les 30 centimètres (fig. XIII-8). Un autotransformateur est utilisé à l'arrivée ; la figure XIII-9 donne le schéma de celui construit par la G.E.C.

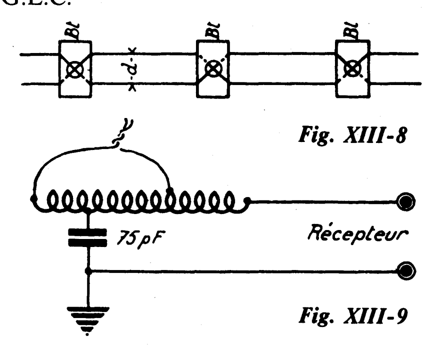


Fig. XIII-8

Fig. XIII-9

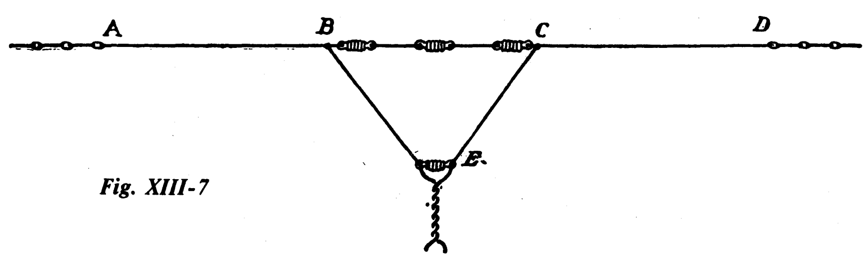


Fig. XIII-7

Il existe, également, des antennes permettant « sans partialité » la réception de toute la gamme ondes courtes. On réalise, pour cela, soit un doublet offrant une résonance marquée dans le milieu de la gamme, soit un doublet asymétrique avec transformateur d'adaptation spécial au départ, soit enfin un « double doublet », chaque doublet vibrant sur une fréquence différente.

Dans cet ordre d'idées, mentionnons la célèbre « Spider Web » ou toile d'araignée de la R.C.A., comportant cinq doublets vibrant respectivement sur 6, 12, 18, 35 et 60 MHz. Cette antenne tire son nom de la ressemblance qu'elle offre avec une toile d'araignée par la multitude de fils s'éloignant en rayons autour du transformateur de départ.

Il importe d'établir l'antenne proprement dite (brin aérien) aussi haut que possible, de façon qu'elle soit nettement au-dessus des perturbations parasites. Plus l'aérien est haut, meilleur est le rapport signal/bruit de fond, puisque l'on diminue les parasites et que l'on augmente la valeur de l'intensité de réception.

Enfin, l'antenne peut s'établir soit verticalement, soit horizontalement ; on préfère souvent cette dernière position, car les parasites ont tendance à créer une polarisation verticale. A un autre point de vue, notons que l'antenne verticale ne possède, par contre, aucun effet directif.

Ce qui nous intéresse, nous O.M.,ce sont les bandes d'amateurs. Or, l'antenne de l'*émetteur*, comme nous le verrons dans la seconde partie, doit être soigneusement « taillée » pour vibrer sur la fréquence de travail.

Aussi, dans une station d'amateur, la solution est évidente : il suffit de prévoir un inverseur, à faibles pertes sur stéatite,qui commutera l'aérien, soit sur l'émetteur, soit sur le récepteur. Si l'antenne a été minutieusement établie pour un fonctionnement correct sur la fréquence d'émission, elle ne manquera pas de vibrer énergiquement sur la même bande étroite de fréquences à la réception. En résumé : simplification de l'installation aérienne et meilleur rendement.

Toutefois, disons que si le récepteur de trafic utilisé est du type à **transistors,** cette disposition risque d'amener une surcharge de l'étage H.F. d'entrée (avec effets de transmodulation dont on ne peut se défaire). Avec ce genre de récepteur, l'antenne d'émission se montre généralement excessive (trop longue); il est alors nettement préférable que le récepteur dispose de sa propre antenne et que cette antenne soit d'une longueur beaucoup plus modeste.

A l'écoute, l'amateur novice se rendra compte très rapidement de l'indescriptible QRM qui règne parfois sur la populaire « bande 40 mètres ». Un procédé consiste à utiliser un *cadre orientable* pour l'élimination des stations brouilleuses et la sélection de *la* station désirée. Les cadres monoboucles du commerce, utilisés dans la position O.C. naturellement, donnent en général d'assez bons résultats. Néanmoins, la figure XIII-10 donne le schéma d'un cadre O.C. spécialement étudié pour être connecté à l'entrée d'un récepteur de trafic (bande 40 mètres, rappelons-le).

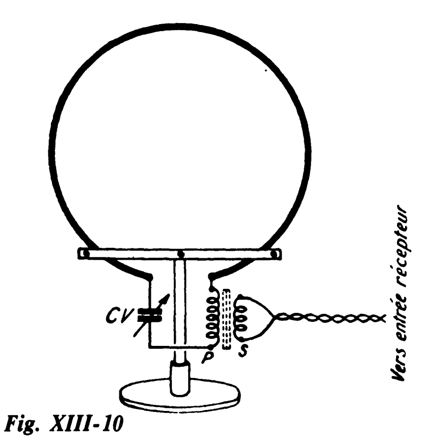


Fig. XIII-10

La spire unique formant le cadre a un diamètre de 80 centimètres ; elle est faite en tube de cuivre de 6 mm, et maintenue par des barrettes de stéatite fixées sur un pivot quelconque permettant la rotation. Un condensateur variable nain permet l'accord exact sur la fréquence du correspondant (capacité 150 à 200 pF). La liaison au récepteur se fait par l'intermédiaire d'un transfor-

mateur adaptateur H.F. à noyau de fer aggloméré : sur un tube de carton d'un diamètre de 10 mm contenant un noyau de fer, on bobine 10 tours de fil 30/100 de mm deux couches soie à spires jointives ; ainsi est fait le primaire P. Quant au secondaire S, il est constitué par 3 spires bobinées par dessus l'enroulement précédent avec interposition de deux couches de papier paraffiné (fil 30/100 de mm également). La connexion au récepteur est faite par un fil souple torsadé deux conducteurs. Il est préférable que la bobine d'entrée du récepteur soit isolée de la masse ; néanmoins, à défaut, il est possible d'attaquer le récepteur par les douilles « antenne-terre » classiques.

Il est facile en partant des indications données, de réaliser un cadre pour la bande 80 m, soit en augmentant le diamètre de la boucle collectrice, soit en augmentant proportionnellement les nombres de tours des enroulements P et S.

Outre leur utilité dans les cas déjà signalés, les cadres sont employés également comme collecteurs d'ondes dans les récepteurs pour rallye « radiogoniométrie » (recherche d'un émetteur grâce à la direction indiquée par le cadre).

Un autre type de cadre utilisé dans les rallies « radio-gonio » 80 m est représenté sur la figure XIII-11. Il s'agit d'un cadre dit « équilibré » comportant deux spires de 40 cm de diamètre environ ; le point médian est relié à la masse. Pour le couplage au circuit accordé d'entrée du récepteur, nous avons une bobine avec point milieu à la masse également. La liaison entre cadre et bobine s'effectue à l'aide de deux câbles coaxiaux de 52 Ω de faible diamètre (la longueur peut aisément atteindre 1,50 à 2 m).

Le cadre proprement dit est monté mécaniquement d'une façon rotative, cela va sans dire, à l'aide d'un pivot quelconque ; dans ce but, on emploie souvent une fiche de jack et un jack (ensemble rotatif simple qui assure en même temps les liaisons électriques).

Bien sûr, dans un montage de ce genre, l'idéal serait que l'étage d'entrée du récepteur soit également équilibré (c'est-à-dire symétrique) pour un vrai fonctionnement en différentiel ; mais il ne faut pas être trop exigeant...

Pour terminer, nous dirons quelques mots sur les antennes de réception pour V.H.F. Sur ces fréquences, plus encore que sur les autres moins élevées, l'antenne doit être soigneusement *dimensionnée* et adaptée. Généralement, à peu d'exceptions près, c'est toujours l'antenne d'émission (directive ou non) qui est utilisée à la réception ; le lecteur trouvera dans la seconde partie de ce chapitre la description de nombreuses antennes V.H.F. qui pourront être utilisées à la réception. Néanmoins, pour fixer tout de suite les idées, disons que l'on emploie souvent l'antenne type doublet de la figure XIII-5 ; chaque demi-brin a une longueur égale à la longueur d'onde à recevoir *divisée* par 4, *moins* une correction de 6 % pour les fréquences très élevées. L'impédance centrale (donc celle du câble de descente également) est de 72 ohms.

Dans d'autres cas, il est possible d'augmenter le gain de réception de l'antenne en

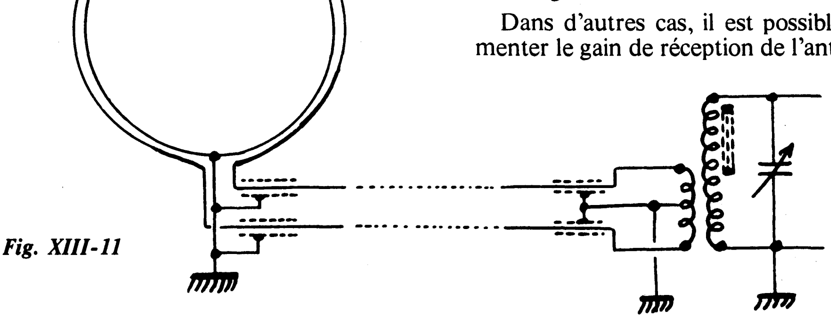


Fig. XIII-11

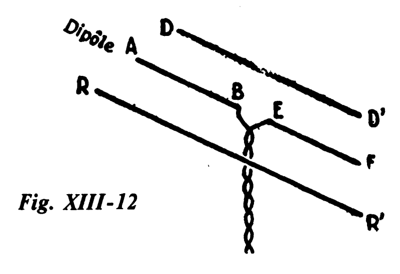


Fig. XIII-12

lui donnant une directivité très marquée. Pour cela, outre le dipôle de réception AB EF, on dispose, à l'avant, d'un directeur DD' et à l'arrière, d'un réflecteur RR' (fig. XIII-12). Les éléments DD' et RR' sont placés à une distance de $\lambda/4$ par rapport au dipôle, ce qui ne modifie pas trop son impédance centrale. Ce dernier est calculé comme précédemment ; d'autre part, le réflecteur a comme longueur la longueur totale du dipôle multipliée par 1,05, et le directeur, la longueur totale du dipôle multipliée par 0,96. Vu son effet directif marqué, on devra orienter cette antenne dans la direction la plus favorable.

SECONDE PARTIE

ANTENNES D'ÉMISSION O.C.

Avertissement

Il ne suffit pas d'utiliser au mieux nos 100 watts alimentation en les transformant avec un rendement intéressant en énergie H.F... Encore faut-il que ces watts H.F. soient rayonnés au mieux chez les correspondants. Il serait, en effet, stupide d'utiliser un émetteur produisant 70 watts haute fréquence, par exemple, si une portion réduite seulement de cette puissance était rayonnée dans l'éther.

Tout émetteur, quel qu'il soit — radiotélégraphique ou radiotéléphonique, pour QSO locaux ou QSO-DX — utilise une antenne. Et il faut se rendre à l'évidence et constater que c'est souvent l'aérien qui est le plus négligé (peut-être parce que le plus mal connu ?).

Répétons cependant bien fort le fameux slogan : « Tant vaut l'antenne, tant vaut le poste. »

Aussi cette seconde partie est-elle consacrée uniquement à l'étude et à la réalisation pratique de nombreux aériens à la portée de l'amateur.

Nous avons bloqué ensemble l'étude des antennes pour O.C. et O.T.C. Elles présentent, en effet, quelques points communs ; cependant, ces dernières sont parfois un peu spéciales ; aussi, nous leur accordons quelques passages supplémentaires au cours de ce chapitre (§ 7), bien que l'étude de la réception et de la production des ondes à U.H.F. ne soit faite qu'aux chapitres XIV et XV.

§ 1. — Antenne fictive

Lorsqu'un émetteur est terminé, il convient d'en faire la mise au point (1). Cette mise au point doit être faite sur antenne fictive, c'est-à-dire sur un système permettant de *charger* l'émetteur exactement comme un aérien quelconque, mais avec un système *non rayonnant.* Il n'est pas nécessaire de gratifier les bandes si étroites d'une suite de grincements, accrochages, surmodulation et défauts de tous genres, presque inévitables au début des réglages. N'encombrons pas l'éther inutilement ; c'est seulement lorsque tout sera parfaitement au point que nous pourrons connecter le véritable aérien rayonnant, par un couplage apportant la même charge optimum que nous aurons déterminée avec l'antenne fictive.

Plusieurs systèmes d'antenne fictive non rayonnante (2) ont été proposés.

La plus simple et la plus commode est certainement celle que nous schématisons sur la figure XIII-13.

On la réalise par un circuit oscillant L_2-C_2 accordé sur la même fréquence que le dernier circuit L_1-C_1 de l'amplificateur final H.F.

(1) En attendant la visite de l'Inspecteur de l'Administration !

(2) « Dummy antenna » des Américains.

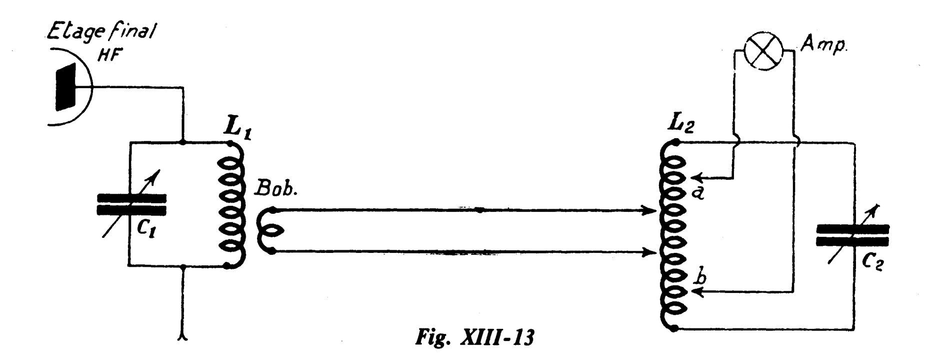


Fig. XIII-13

Le couplage permettant d'ajuster la charge sur le P.A. se fait par une ligne torsadée terminée par une bobine de 2 spires, Bob.

Nous verrons plus loin qu'une antenne rayonnante correctement accordée se comporte comme une *résistance pure ;* le circuit qui charge le dernier étage est à peu près dépourvu de composante réactive. Aussi, ce système d'antenne fictive permet , de plus, de se faire une idée de la puissance H.F. disponible à la sortie de l'émetteur. Il suffit de brancher sur la bobine L_2 une résistance pure, convenablement adaptée, qui charge le tube dans les mêmes conditions que l'antenne aérienne (même courant plaque normal à la résonance). Cette résistance est, en l'occurrence, une simple ampoule d'éclairage Amp, d'une puissance égale ou légèrement supérieure à celle qui est supposée disponible à la sortie de l'émetteur. On ajuste les prises a et b suivant la tension d'alimentation de la lampe (plus cette tension est élevée, plus a et b se rapprochent des extrémités de L_2). L'évaluation de la puissance se fait par *comparaison* de l'éclairement avec une lampe identique alimentée par secteur ou batterie, d'une façon normale. Ce dispositif apporte une légère composante réactive (en général, réactance inductive), mais il suffit de compenser le déréglage par une légère retouche du condensateur variable d'accord C_1.

Si l'étage final PA de l'émetteur comporte un circuit Collins ou un circuit Jones, on peut se passer de tout circuit auxiliaire et on branche l'ampoule de charge directement

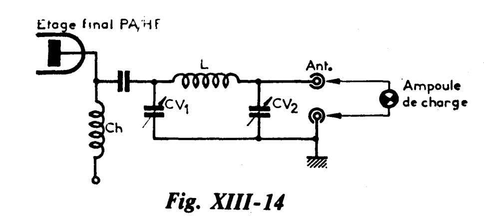


Fig. XIII-14

entre la sortie « antenne » et la masse (fig. XIII-14). En effet, par le réglage des condensateurs CV_1 et CV_2 (voir plus loin au § 4 du présent chapitre), on ajuste, d'une part, l'impédance du circuit de sortie à l'impédance présentée par l'ampoule, et d'autre part, on détermine la charge optimum de l'étage PA pour l'extraction désirée (ou maximale) de H.F. mise en évidence par l'éclairement de l'ampoule, comme précédemment. Disons que la mesure de la puissance H.F. disponible à la sortie d'un émetteur sera vue plus en détail au § 8 du présent chapitre.

Rappelons qu'une charge de 75 Ω peut être constituée par deux ampoules de 110 V/75 W connectées en parallèle et s'éclairant à peu près normalement.

§ 2. — Antennes rayonnantes pour O.C. et O.T.C.

Considérations générales

On se rappelle que les ondes ordinaires de radio, émises quelquefois avec des puissances très réduites (stations d'amateurs), sont reçues à des milliers de kilomètres ; en effet,

le rayonnement habituel de ces fréquences ne parvient pas uniquement suivant l'onde directe, mais est aussi réfléchi par les hautes couches de molécules raréfiées (couche d'Heaviside, couche d'Appleton). Il n'en est pas de même pour les V.H.F. (au-dessus de 30 MHz), car plus les oscillations émises ont une fréquence élevée, plus la couche ionisée leur est perméable. L'onde n'est plus réfléchie, elle s'incurve dans l'épaisseur des couches concentriques et se perd ainsi. Il faut se contenter de l'onde directe ou onde de surface, dont la portée est « théoriquement » limitée, comme la propagation de la lumière, à la rotondité de la terre et aux obstacles (montagnes, forêts, agglomérations). Il en découle donc qu'on doit situer les antennes d'émission et de réception V.H.F. à des hauteurs maxima, sans obstacles entre elles.

Mais pratiquement, et fort heureusement, les oscillations de 30 à 150 MHz ne se propagent pas uniquement suivant l'onde directe. Les antennes des récepteurs O.T.C. ne sont pas sujettes à une rigoureuse visibilité de l'antenne émettrice ; cette condition n'est, d'ailleurs, qu'exceptionnellement satisfaite et elle est difficilement réalisable. En effet, le rayonnement bénéficie de phénomènes de réfraction et de diffraction résultant d'un genre d'émission secondaire produite par les points de l'obstacle rencontré et qui « repropagent » le train d'ondes au-delà de l'impact direct. En outre, la diffraction produit des zones où les ondes se recoupent, c'est-à-dire qu'elles se renforcent en certains points (ventres), mais par contre s'atténuent pour certains autres (zones de silence). Dans le cas d'un transceiver (émetteur-récepteur) avec antenne fixée sur le coffret, il est, en effet, courant de constater une amélioration de la réception par simple déplacement de l'appareil d'une pièce ou d'un étage à l'autre. D'autres phénomènes, encore mal définis, interviennent aussi. Tout en permettant des liaisons intéressantes, souvent extraordinaires, ils encouragent les expérimentateurs sur V.H.F.

On sait que plus une onde a une λ faible, plus il est facile de la concentrer en un mince faisceau dirigé unique. D'une façon plus générale, une antenne quart d'onde présente un minimum accentué de son rayonnement dans des directions s'écartant peu de l'horizontale ; par contre, les intensités de champ mesurées augmentent avec l'altitude. Dans le cas des ondes ultra-courtes (encore !), on peut, soit au moyen de réflecteurs, soit en élevant le dipôle d'émission, imposer une propagation rasante à une imposante portion de l'énergie rayonnée. En ce sens, les ondes à V.H.F. ont un net avantage, puisque la longueur réduite des dipôles permet toujours de hisser ces derniers à quelques longueurs d'onde au-dessus du sol.-

Une antenne verticale vibrant en onde entière, et dont le centre est situé à environ une demi-λ au-dessus du sol, produit une radiation maximum suivant un angle de 34° par rapport à l'horizon (azimut) dans le plan vertical. En utilisant une antenne verticale, mais vibrant en demi-onde, située à la même hauteur, on ramène l'angle à 16°, et l'on tombe à 7° environ si l'on place le centre de cette même antenne à une distance égale à λ au-dessus du sol.

Pour une antenne horizontale, cette fois, vibrant en demi-onde et située à une hauteur de $\lambda/2$, l'angle de radiation maximum a une valeur de 32° environ ; et si nous hissons ce même aérien à 3/4 de λ du sol, nous obtenons deux angles maxima de radiation, un vertical à 90°, l'autre suivant un angle de 21°.

Dans le plan horizontal, maintenant, un aérien vertical diffuse l'énergie utile également dans toutes les directions, tandis que l'antenne horizontale la répartit en la concentrant suivant des faisceaux en forme d'ellipses. Par exemple, un aérien horizontal en demi-onde isolé dans l'espace (cas strictement théorique, car l'influence de la terre

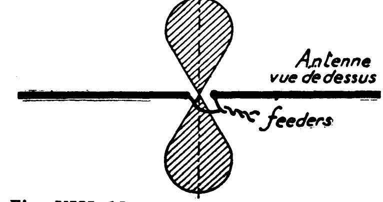


Fig. XIII-15

n'est jamais négligeable) donne un diagramme de rayonnement dans le plan horizontal du genre de la figure XIII-15. Il faudra donc installer l'antenne dans une direction perpendiculaire à celle dans laquelle on désire être reçu au maximum.

Antenne verticale ou antenne horizontale ?

D'une manière générale, nous pouvons répondre ceci :

1° L'antenne verticale est souvent préférable sur V.H.F. ou U.H.F. *à courte distance ;* nous aurons d'ailleurs l'occasion de revenir ultérieurement sur cette question. Elle peut être utilisée également sur des fréquences moins élevées (toutes bandes décamétriques de 10 à 80 m) pour des liaisons à grande distance et elle favorise ainsi nettement l'onde directe (l'onde de sol non réfléchie par la couche d'Heaviside).

2° L'antenne horizontale, par contre, semble assez souvent adoptée pour les bandes décamétriques (de 10 à 80 m). On la fait fonctionner ordinairement en demi-onde et on devrait toujours la tendre à une hauteur égale à une demie λ au-dessus du sol. En effet, l'angle de radiation obtenu (environ 32°) dans ces circonstances place l'aérien, pour le rayonnement par réflexion, dans les meilleures conditions possibles (plus grand « bond » dans l'éther). Mais, ces deux points sont impossibles à respecter si l'on veut faire fonctionner le *même aérien* sur *plusieurs bandes.*

D'autre part, à la suite de multiples essais pratiques, on s'est vite aperçu que de nombreuses circonstances impondérables ne manquent pas de se manifester et elles font que toutes les considérations précédentes sont bien souvent *strictement théoriques.* En effet, d'excellentes et confortables liaisons ont pu être réalisées dans les bandes décamétriques, soit à courte distance, soit en QSO-DX (selon la fréquence de trafic) avec des antennes verticales.

Bien entendu, pratiquement, dans le but d'éviter des hauteurs prohibitives, les antennes verticales pour les bandes décamétriques sont du type « raccourci » (par bobine à la base pour la bande 80 m) et comportent des « circuits-trappes » intercalés (pour le fonctionnement en multi-bande). L'avantage immédiat de telles antennes verticales est leur faible encombrement dans le plan horizontal ; c'est la solution de l'aérien de l'amateur résidant en ville. Il faut néanmoins disposer d'une excellente prise de terre (Antenne 14AVQ « Hi-Gain », antennes V5 et V4-6 « Mosley » par exemple). Voir également les réalisations décrites au § 6-G.

L'antenne *verticale* (pour ondes décamétriques) ne pouvant rarement être montée ici à même le sol (parce qu'alors insuffisamment dégagée), on doit reconstituer à sa base un plan de terre fictif généralement constitué par les haubans — ici non isolés et appelés « radians » — fixés au mât — support métallique lui-même relié électriquement à la terre par un câble de forte section.

§ 3. — Les feeders

On appelle « feeders » ou « alimenteurs », le ou les fils amenant l'énergie H.F. au système aérien rayonnant.

Deux grandes classes s'imposent :

a) les feeders à ondes stationnaires ;

b) les feeders à ondes progressives.

D'autre part, nous rencontrerons, dans les réalisations d'aériens : des feeders simples (fil unique), des feeders doubles à fils torsadés, ou à fils parallèles, ou encore des feeders concentriques (ligne coaxiale).

L'impédance caractéristique des feeders doubles est donnée sur le diagramme de la figure XIII-16 ; (en A : feeder à fils parallèles ; en B : feeders concentriques).

D'une manière plus générale, l'impédance d'un feeder à fils parallèles se calcule par la formule :

$$Z = 276 \log. \frac{D}{r}$$

D étant la distance de centre à centre des deux conducteurs, et r le rayon d'un conducteur.

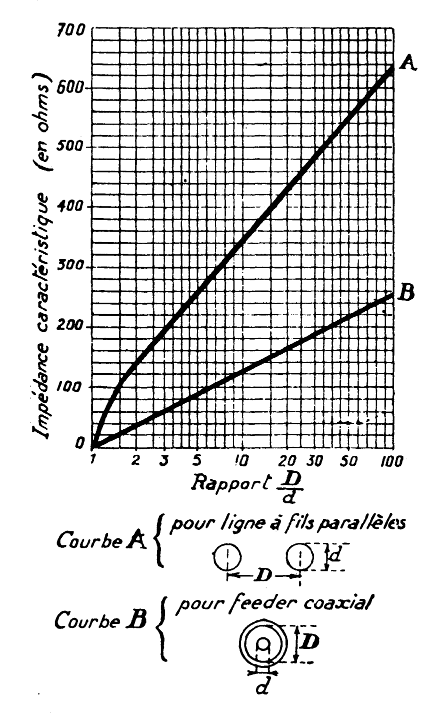


Fig. XIII-16

• Pour un feeder coaxial, on applique la formule :

$$Z = 138 \log. \frac{D}{d}$$

dans laquelle D est le diamètre mesuré intérieurement du conducteur extérieur, et *d* le diamètre du conducteur intérieur (voir fig. XIII-16).

Toute ligne, quelle qu'elle soit : fils parallèles, coaxial, ou fil unique, possède ses caractéristiques physiques propres :

a) Son coefficient de self-induction L par unité de longueur ;

b) Sa capacité C par unité de longueur ;

c) Sa résistance en H.F. ;

d) Et, éventuellement, sa perte dans le diélectrique.

En ne considérant que les deux premiers points, l'impédance caractéristique Z est approximativement égale à :

$$Z = \sqrt{L/C}$$

Dans le cas d'un feeder à fil unique, les éléments L et C varient avec le rapport longueur du fil/diamètre du fil. Avec les dimensions couramment utilisées, l'impédance caractéristique d'un feeder unique (feeder d'antenne Conrad-Windom, par exemple) est de l'ordre de 600 ohms pour une hauteur moyenne de 10 mètres au-dessus du sol.

L'impédance caractéristique d'un feeder quelconque est importante à connaître ; nous verrons plus loin comment on doit adapter un feeder à l'antenne et à l'émetteur, et également quels sont les types à employer suivant l'aérien utilisé. Mais, avant de poursuivre ces notes, nous formulons ci-dessous quelques observations :

Un feeder concentrique (ou coaxial) est dissymétrique ; il convient parfaitement pour alimenter une antenne dont la base est à la terre (antenne Marconi) à partir d'un ampli H.F. final non symétrique. Pour utiliser de tels feeders dans des systèmes symétriques, il faut, pratiquement, en placer deux côte à côte, les tubes extérieurs étant reliés mécaniquement et électriquement. L'impédance caractéristique de l'ensemble est alors le double de celle qui est donnée sur la courbe B de la figure XIII-16, pour un seul feeder.

Ou bien encore, on peut faire appel à des astuces de montages : symétriseur, « balun », circuit intermédiaire auxiliaire, condensateur-série de compensation, etc. Nous aurons l'occasion d'y revenir.

Aussi bien sur les ondes courtes ordinaires que sur ultra haute fréquence, et quel que soit le type de feeder employé, ce dernier *ne doit pratiquement pas rayonner ;* un ondemètre à absorption, par exemple, devra entrer presque en contact pour donner une indication.

La connaissance de l'impédance caractéristique d'un feeder est très importante pour l'adaptation dudit feeder aussi bien à la sortie de l'émetteur qu'au brin rayonnant. En règle générale, le rendement est évidemment le plus élevé lorsque l'impédance de la source est égale à l'impédance de l'utilisation.

Nous verrons plus loin les procédés de couplage généralement employés pour l'adaptation correcte des impédances.

§ 4. — Couplage de l'antenne et de son feeder à la sortie de l'émetteur

En ce qui concerne tous les sujets traités au cours de ce paragraphe, le lecteur pourra également se reporter utilement au paragraphe 7 du chapitre V.

Il est bien entendu que, quel que soit le système de couplage adopté à la sortie de l'émetteur, il doit réaliser une adaptation correcte de l'impédance du feeder sur le circuit accordé final ; nous en reparlerons plus loin.

Quatre cas fondamentaux peuvent se présenter :

1° Circuit de sortie dissymétrique (une seule lampe au P.A.) avec branchement d'une antenne à feeder unique, ou d'un aérien direct sans feeder (Hertz alimentée en courant ou en tension).

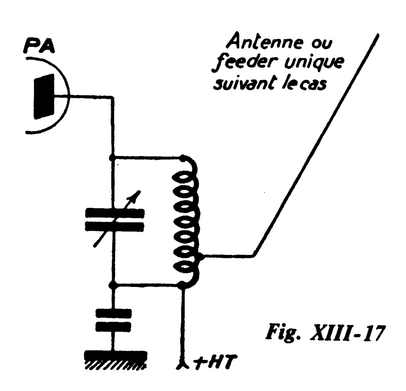


Fig. XIII-17

Le couplage se fait simplement suivant la figure XIII-17. Il est possible, de plus, d'intercaler dans le fil (à la sortie du circuit accordé), un condensateur au mica de 5 000 à 10 000 pF, afin d'éviter que la composante continue de la H.T. soit canalisée vers l'aérien.

Une autre liaison très recommandée est représentée sur la figure XIII-18. En utilisant le couplage par ligne, on supprime pratiquement tout couplage capacitif entre l'antenne et le circuit de sortie de l'émetteur. De ce fait, le rayonnement des harmoniques est nettement réduit, surtout si l'on relie un côté de la ligne à la masse. Le circuit oscillant LC peut avoir sa base reliée à la masse également ; mais ces mises à la masse sont facultatives. La ligne L est une ligne à basse impédance (fils torsadés sous caoutchouc ou polythène), et les bobines de couplage comportent chacune 1 à 2 spires seulement.

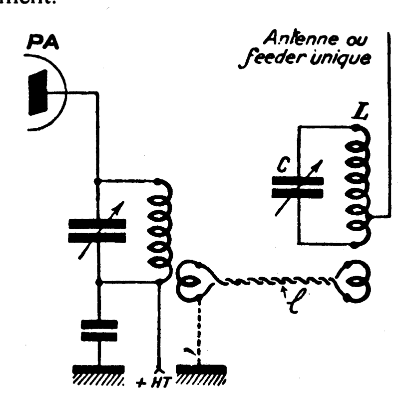


Fig. XIII-18

Si l'on est en présence d'une antenne quelconque monofil, ou d'une antenne accordée à feeder unique, un circuit de sortie particulièrement recommandé est le circuit « Jones » ; il permet le réglage du couplage et l'adaptation des impédances d'une façon parfaite. Nous verrons ce circuit plus loin.

2° Circuit de sortie dissymétrique (une seule lampe au P.A.) avec branchement d'une antenne à feeder double symétrique.

Nous avons, ici également, une intéressante application du couplage par ligne (fig. XIII-19). Les spires de couplage de la ligne sont, comme d'habitude, couplées aux « parties froides » des bobines des C.O.

3° Circuit de sortie symétrique (push-pull au P.A.) avec branchement d'une antenne à feeder unique, ou aérien direct. — Hertz alimentée en courant ou en tension.

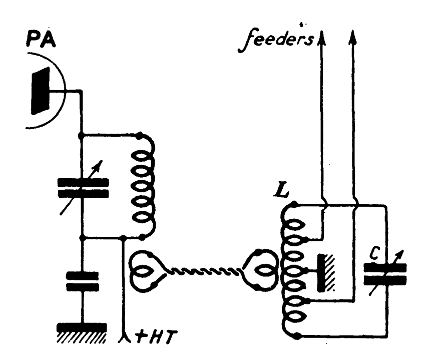


Fig. XIII-19

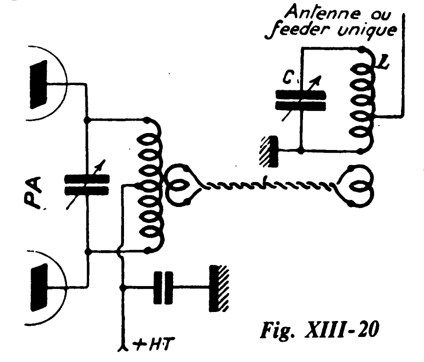


Fig. XIII-20

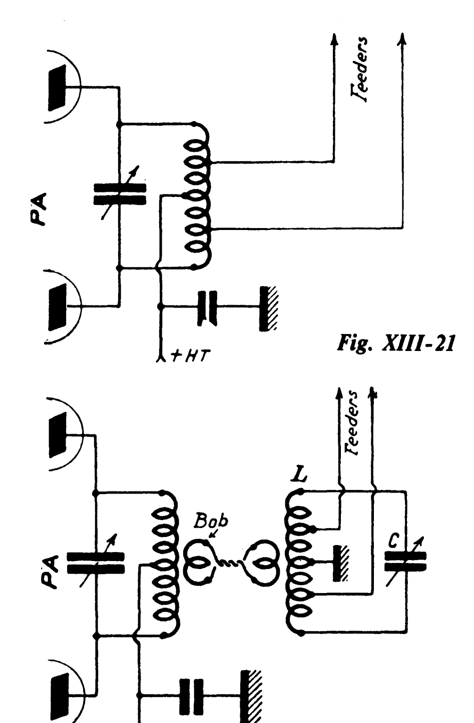


Fig. XIII-21

Fig. XIII-22

Le montage est donné en figure XIII-20.

4° Circuit de sortie symétrique (push-pull au P.A.) avec branchement d'une antenne à feeder double symétrique.

Le montage peut être immédiat (fig. XIII-21), mais il est toujours recommandé, comme nous l'avons dit plus haut, d'utiliser le couplage par ligne (fig. XIII-22).

Partout où le couplage par ligne est employé, le circuit oscillant LC est évidemment accordé sur la fréquence de l'émission. On recherche le nombre de tours optimum de la bobine L (par exemple en court-circuitant spire par spire et en réaccordant chaque fois la capacité C). On modifie ainsi la réactance propre de ce C.O., afin de compenser la réactance de l'antenne et de se placer dans les meilleures conditions de travail possibles.

On peut faire varier la charge de l'antenne sur le circuit de sortie, soit par modification des prises des feeders sur L, soit par variation du couplage de la ligne.

Lorsque LC est convenablement dimensionné et réglé (nombre de tours de L et positions des prises de feeder), la réactance d'antenne est compensée. L'accord du circuit plaque P.A. ne doit presque pas varier lorsque l'on supprime la charge (éloignement de la bobine de couplage *Bob,* par exemple, dans le cas de la figure XIII-22. Un très léger désaccord peut subsister : celui qui est nécessaire pour compenser la réactance minime introduite par la ligne de couplage seulement.

Nota :

Les câbles torsadés de liaison des figures XIII-18, 19, 20 et 22 peuvent être remplacés par des portions de câble coaxial type 52 ou 75 Ω.

Cette même remarque est également valable pour les figures XIII-29, 50 et 51.

Réglage du couplage optimum à la sortie de l'émetteur

Supposons une antenne correctement établie et taillée pour la fréquence de l'émission. On commence par la coupler d'une manière très lâche au circuit de sortie de l'émetteur *(bobine de couplage éloignée, ou prise du ou des feeders aux parties froides de la bobine, etc.).*

Puis on augmente progressivement le couplage en réaccordant le C.O. si besoin est, et en surveillant le courant anodique du P.A. Il faut, évidemment, limiter le couplage avant que le courant anodique n'atteigne une valeur désastreuse. On se fixe un couplage entraînant une intensité normale pour le tube P.A. considéré.

Si l'amateur a suivi nos conseils pour l'établissement de l'amplificateur final, conseils donnés au *chapitre V,* § 7, tout doit se dérouler à ravir et... ce n'est pas plus difficile que cela !

Pendant cette mise au point, on peut intercaler un milliampèremètre thermique (1) dans le ou les feeders d'antenne. Cet appareil est uniquement utile *par la suite* comme repère du courant d'antenne donné par le réglage (couplage) que l'on a déterminé. Il est évident que si tout va bien, le courant H.F dans les feeders augmente, en principe, avec le couplage.

Néanmoins, parfois, cela ne se produit pas : les conseils relatifs à l'amplificateur final, mentionnés plus haut, n'ont pas été suivis ! C'est l'indice d'un mauvais rapport bobine/capacité (bobine trop importante — effet de la réactance apportée par l'aérien dans le cas du couplage direct). Diminuer alors le nombre de tours de la bobine du P.A. et réaccorder ; ou... et nous le conseillons une fois de plus, utiliser un couplage par ligne correctement établi, selon les recommandations précédentes.

Autre expérience : Lorsque le couplage optimum de l'aérien a été déterminé, faisons varier le C.V. du circuit anodique final de l'émetteur, de part et d'autre de la résonance (*minimum* du milliampèremètre de plaque). Ce *minimum* doit correspondre exactement au maximum du courant H.F. dans le feeder. S'il n'en est pas ainsi, l'effet est dû à la réactance apportée par l'antenne. Les remèdes sont les mêmes que précédemment : modifier le rapport L/CV du circuit final de l'émetteur, utiliser le couplage par ligne avec un circuit accordé supplémentaire (fig. XIII-18 par exemple).

(1) Ou un thermo-couple débitant sur un milliampèremètre ordinaire.

•

Adaptation des impédances à la base

Nous avons déjà dit que l'adaptation des impédances, aussi bien à la base qu'au sommet d'un système rayonnant, est d'une importance capitale.

La transmission d'énergie la plus favorable aura lieu lorsque l'impédance du feeder et l'impédance de la prise de celui-ci sur la bobine de sortie seront égales. En d'autres termes, le couplage maximum a lieu pour l'égalité des impédances, si l'on veut bien (*cas du couplage direct,* fig. XIII-17, par exemple).

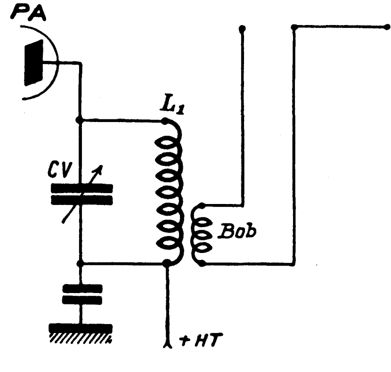


Fig. XIII-23

Dans un autre exemple, prenons le cas d'une antenne Zeppelin (1) alimentée « en courant », utilisant un feeder double d'impédance caractéristique 600 Ω, liaison par induction (fig. XIII-23). Il est nécessaire que la bobine de couplage Bob adapte convenablement l'impédance sur laquelle débite le tube final P.A., à l'impédance du feeder.

(1) Rappelons que nous verrons les réalisations pratiques des aériens proprement dits au paragraphe 6.

Cette remarque est naturellement valable pour toutes les antennes de ce genre, et nous citons simplement la Zeppelin à titre d'exemple.

Cette adaptation des impédances découle du rapport de transformation entre L_1 et Bob.

Si nous appelons Z_c l'impédance optimum de charge du tube P.A. et Z_f l'impédance caractéristique du feeder, nous aurons le rapport de transformation N, tel que :

$$N = \sqrt{\frac{Z_c}{Z_f}}$$

Dans ce cas, on admet l'impédance de charge Z_c (en ohms) comme étant égale à :

$$\frac{k.E}{I}$$

k = facteur empirique égal à 500 pour ampli H.F. classe C

E = tension anodique, en volts

I = courant anodique, en milliampères.

Exemple : Ainsi, si nous avons au P.A. un tube S.F.R. P75B consommant 80 mA sous 1 200 V, nous obtenons :

$$Z_c = 500 \times \frac{1\,200}{80} = 7\,500\,\Omega$$

Nous avons alors un rapport de transformation de

$$N = \sqrt{\frac{7\,500}{600}} = 3{,}5 \text{ environ}$$

Et si la bobine L_1 comporte 15 tours (par exemple), la bobine de couplage Bob. devra avoir :

$$\frac{15}{3{,}5} \quad \text{soit 4 tours environ.}$$

Filtre Collins

A) *Sa constitution - Son rôle*

Le filtre Collins utilisé entre l'émetteur et l'antenne (plus exactement entre la sortie de l'émetteur et la base du ou des feeders) est destiné à ne transmettre à l'aérien que le seul courant correspondant à la fréquence d'émission (donc, élimination importante des harmoniques).

En outre, ce dispositif permet d'adapter l'impédance du feeder à celle du C.O. plaque final de l'émetteur, et ce quelque soit le type de l'aérien utilisé.

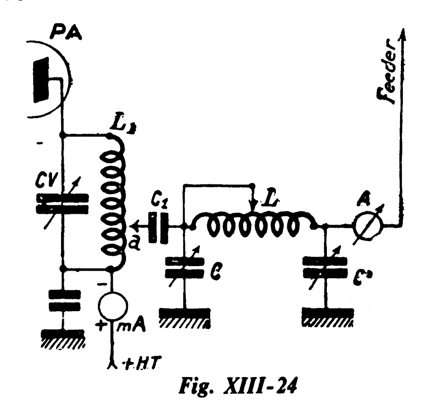


Fig. XIII-24

La figure XIII-24 donne un montage possible de ce filtre à la sortie d'un amplificateur H.F. simple. L_1-CV est le circuit accordé plaque du dernier tube.

L est une bobine de 15 tours de fil 20/10 sur air, diamètre 65 mm, et non couplée à L_1 (1).

Deux condensateurs variables C et C', de 250 pF chacun, encadrent cette bobine.

A est un ampèremètre thermique placé en série à la base du feeder.

C_1 est un condensateur fixe au mica de 5 000 pF environ à faibles pertes.

On règle la prise de L suivant la bande de travail :

15 tours pour la bande 3,5 MHz ;

10 tours pour la bande 7 MHz ;

5 tours pour la bande 14 MHz.

Voici, à titre documentaire, les nombres de tours que doit présenter la bobine L, si on la confectionne avec du fil de 15/10 et sur un diamètre de 45 mm :

(1) D'une manière générale, on fait L identique à L_1 (nombre de tours, diamètre, etc.).

30 tours pour la bande 3,5 MHz ;
15 tours pour la bande 7 MHz ;
8 tours pour la bande 14 MHz ;
4 tours pour la bande 28 MHz.

Les spires non utilisées (selon la bande de travail) peuvent être court-circuitées par un commutateur, par exemple. Les autres éléments de la figure XIII-24 restent inchangés.

D'autres montages sont prévus, notamment :

a) Pour étage push-pull, avec feeder double (fig. XIII-25).

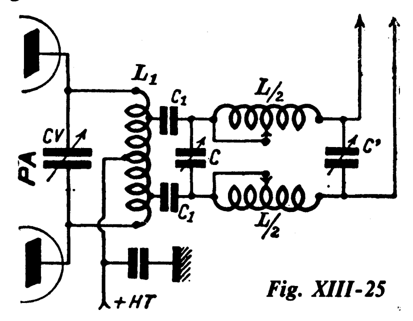


Fig. XIII-25

Dans ce cas, les deux bobinages L/2 comportent chacun la moitié du nombre de tours déterminé pour L sur la figure XIII-24. De plus, ces deux bobinages ne doivent présenter aucun couplage entre eux ; on les place donc perpendiculaires l'un à l'autre, dans le même plan, ou on les sépare par un blindage.

b) Pour étage push-pull avec feeder simple (fig. XIII-26).

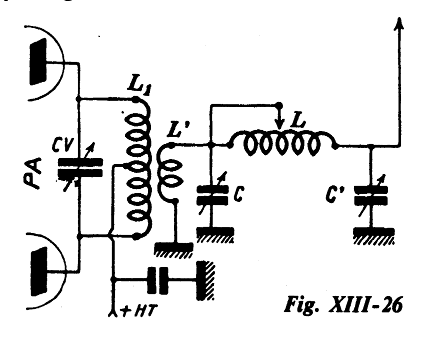


Fig. XIII-26

Ici, la bobine L' est couplée assez serrée à L_1, de part et d'autre du point médian, et elle comporte 70 % environ du nombre de tours de L_1.

c) Pour étage de sortie simple, avec feeder double (fig. XIII-27).

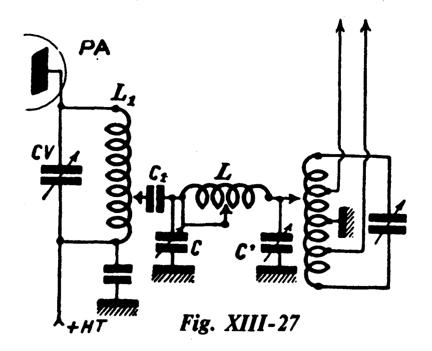


Fig. XIII-27

B) *Son réglage*

Reportons-nous à la figure XIII-24. La prise A étant débranchée, appliquons la tension anodique sur l'étage P.A. final et accordons le circuit L_1 — CV à la résonance, de façon à obtenir la déviation minimum I_1 de l'aiguille de « mA »).

Le réglage du C.V. ainsi obtenu est définitif et ne doit être retouché sous aucun prétexte.

Coupons la haute tension et branchons la prise « a » à quelques tours seulement, comptés à partir du point + H.T.

Plaçons C' à sa capacité maximum (lames complètement engagées) et remettons la haute tension. Puis tournons C, de façon à obtenir un minimum de courant plaque, I_2. Ce nouveau minimum est supérieur au minimum I_1 précédent. Diminuons alors la capacité de C' et tournons C de façon à établir un nouveau minimum de courant anodique, I_3 (I_3 sera encore supérieur à I_2) ; etc.

Continuons ainsi par étapes successives et surveillons en même temps les indications du milliampèremètre ou ampèremètre thermique A d'antenne. Ses indications croissent, passent par un maximum, puis décroissent.

Le réglage correct du filtre est réalisé en donnant à C' une capacité très légèrement

supérieure à celle qui correspond au courant d'antenne maximum ; cela, bien entendu, toujours en rétablissant l'accord de C et sans toucher le C.V. du C.O. de plaque.

C) *Anomalies*

1° Il peut se faire qu'en procédant progressivement comme indiqué, on arrive à la capacité minimum de C' sans que l'on ait vu apparaître le maximum de courant d'antenne.

Dans ces conditions, augmenter le couplage de la prise a en la déplaçant vers l'anode du P.A., et recommencer la série des opérations.

2° Avec certains tubes, on ne peut atteindre le courant maximum d'antenne que pour une valeur exagérée du courant plaque incompatible avec la vie de la lampe.

Il faut alors se limiter au courant anodique maximum prévu par le constructeur.

3° Une fois le réglage terminé, il faut s'assurer que l'on n'a pas accordé le filtre

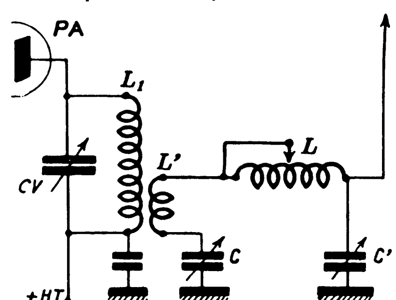


Fig. XIII-28

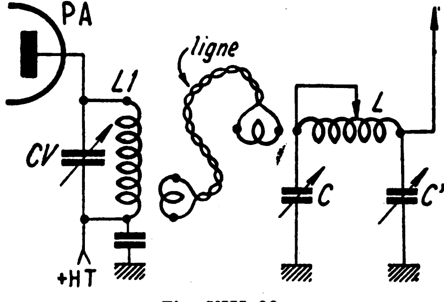


Fig. XIII-29

sur un harmonique ou sur une fréquence parasite.

Pour cela, il suffit de vérifier la fréquence transmise à l'antenne, en couplant un ondemètre à absorption à la bobine L.

Les montages à liaison inductive des figures XIII-26, 28 et 29 diminuent le risque de faire un faux réglage, à condition, évidemment, de ne pas établir un couplage *exagérément serré* entre la bobine anodique du C.O. et la bobine de couplage.

Circuit Jones

Le circuit Jones, appelé aussi « circuit matching π », est une variante d'utilisation du filtre Collins ; en fait, c'est un filtre Collins qui, outre son rôle habituel, tient également celui du circuit accordé final (voir aussi § 7 du chapitre V).

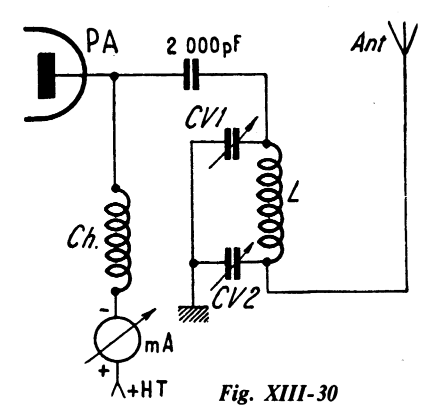


Fig. XIII-30

Le montage du circuit Jones est indiqué sur la figure XIII-30. L'alimentation plaque du tube final P.A. est obligatoirement faite en parallèle ; d'où nécessité de la bobine d'arrêt Ch. Cette bobine d'arrêt Ch est, de préférence, du type National R 175, spécialement étudiée pour cette fonction ; à défaut, on pourra employer l'inévitable R 100 !

Le circuit Jones se calcule comme le circuit classique (chapitre V, § 7, et chapitre VII, § 2), *mais* en tenant compte que la capacité d'accord montée en parallèle aux bornes de L est égale à la capacité résultante du groupement *en série* de CV_1 et CV_2.

Nous ne reviendrons donc pas sur cette question.

Le circuit Jones a été prévu pour l'utilisation correcte de... n'importe quel fil. On l'utilise fréquemment sur les postes mobiles ou les postes de campagne appelés à fonctionner sur une antenne quelconque. Dans tous les cas, en effet, il permet le réglage très souple du couplage et l'adaptation satisfaisante des impédances (d'où sa seconde appellation de « circuit matching »): généralement, toutes impédances comprises entre 50 et 600 Ω.

Il va de soi que le circuit Jones présentant ces qualités pour un *aérien quelconque,* n'en sera que meilleur s'il est utilisé conjointement à une *antenne accordée.* Aussi, nous ne saurions trop le conseiller à l'amateur peu habitué à « jongler » avec les antennes et les feeders : impédances, réactances, couplage optimum, ondes stationnaires, etc.

A titre indicatif, voici les valeurs d'un circuit Jones convenant pour un émetteur avec étage final P.A. équipé d'une 807 :

CV_1 = 250 pF (en capacité maximum);

CV_2 =500 pF (en capacité maximum) ; ou parfois davantage.

L = 30 spires de fil 20/10 de mm sur un diamètre de 50 mm ; cela pour la bande 80 mètres. Pour 40 mètres, L comporte 15 spires seulement.

Voici le processus de réglage d'un circuit Jones :

1° Tout d'abord, placer CV_2 sur capacité maximum.

2° L'antenne étant connectée, mettre l'émetteur en service (nous supposons les étages précédant le P.A. correctement réglés, bien entendu).

3° Manœuvrer rapidement CV_1 de façon à obtenir la résonance du circuit (brusque minimum accusé par le milliampèremètre anodique).

4° En général, la résonance obtenue, le minimum indiqué par le milliampèremètre est inférieur à la consommation normale du tube du P.A.

5° On amène le courant anodique à la valeur requise en manœuvrant lentement CV_2, et en retouchant chaque fois CV_1 pour maintenir la résonance.

La plupart des émetteurs ou transceivers modernes comportent à l'étage P.A. un circuit de sortie accordé en π (Jones). Dans le cas d'un feeder coaxial d'antenne, il n'y a évidemment aucune difficulté d'adaptation (cas de l'antenne W 3 DZZ, par exemple). Si l'on désire utiliser une antenne à feeder symétrique (genre doublet, Lévy, Zeppelin, ou autres), il faudra réaliser le système de couplage représenté sur la figure XIII-31.

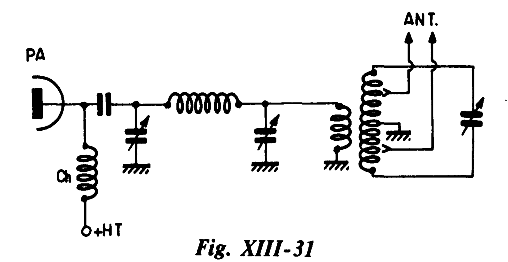


Fig. XIII-31

Circuit Faust

Un autre procédé d'adaptation et de couplage « à la base » est le circuit Faust. Il convient surtout dans le cas d'antennes « long wire » fonctionnant en antennes courtes sur la bande 80 mètres, et dans le cas plus général d'antennes alimentées par une extrémité mais fonctionnant toujours en antennes trop courtes sur la bande 80 m.

Ce circuit d'adaptation est représenté sur la figure XIII-32. L_1 CV_1 est le circuit accordé anodique du P.A. (bobine sur mandrin de 35 mm de diamètre). Pour la bande 80 m (rappelons-le), nous avons :

L_2 = 15 spires de fil 16/10 de mm émaillé sur un mandrin de 35 mm de diamètre (même diamètre que L_1).

L_3 = 30 spires de fil 16/10 de mm cuivre nu sur un mandrin de 35 mm de diamètre, avec fil de court-circuit P.

CV_2 = condensateur variable type de réception, capacité maximum 980 pF (deux cages de 490 pF en parallèle).

La bobine L_2 doit avoir son couplage réglable par rapport à la bobine L_1.

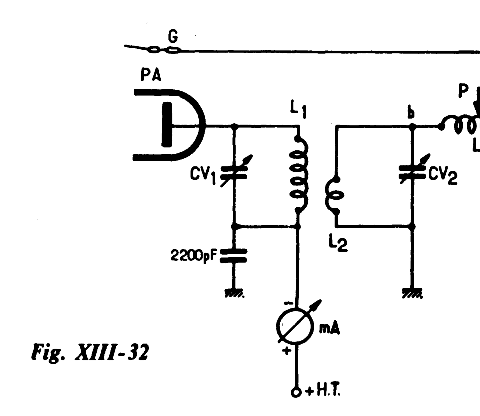


Fig. XIII-32

Voici le procédé de réglage à employer avec ce circuit :

1° Régler le circuit L_1 CV_1 à la résonance (minimum de consommation accusé par le milliampèremètre anodique *mA*). Ensuite, et *sous aucun prétexte,* ce premier réglage ne devra être retouché. Précisons également que cet accord à la résonance doit être effectué, la bobine L_2 étant complètement découplée de L_1.

2° Coupler *légèrement* L_2 à L_1, et régler CV_2 de façon à obtenir le maximum de courant d'antenne par l'ampèremètre thermique *A. th.*

3° Ajuster ensuite L_3 en court-circuitant spire par spire au moyen du fil à pince P et en refaisant chaque fois l'accord par CV_2, de manière à obtenir toujours le courant d'antenne le plus élevé possible.

4° Lorsque le courant H.F. maximum est obtenu, on augmente progressivement le couplage de L_2 par rapport à L_1, de façon à obtenir la charge normale du tube P.A. (intensité anodique normalement prévue par le constructeur).

5° En même temps que l'on augmente le couplage entre L_2 et L_1, il convient de s'assurer du maintien de l'accord à la résonance du circuit L_1 CV_1 ; pour ce faire, on retouchera, le cas échéant, le condensateur variable CV_2, et non CV_1, de façon que le milliampèremètre *mA* indique bien le « creux » de l'intensité anodique correspondant au réglage correct, ce creux étant égal par ailleurs à la consommation plaque normale du tube.

Il faut noter aussi que le bobinage L_3 ne doit présenter aucun couplage avec L_1 ou avec L_2.

Nous ne nous sommes occupés que des antennes « courtes » pour la bande 80 m, c'est-à-dire dont la longueur totale EF + FG (voir fig. XIII-32 par exemple) était *inférieure* ou au plus égale à 40 mètres (c'est-à-dire à la demi-longueur d'onde). C'est bien ce qui se passe lorsque l'amateur manque de place ; d'où nécessité d'un circuit d'accord à la base.

Néanmoins, pour être complet, signalons que le circuit Faust de la figure XIII-32 permet également l'accord d'antennes « longues », c'est-à-dire de fils dont la longueur totale est supérieure à la demi-longueur d'onde. Mais, dans ce dernier cas particulier, le condensateur variable CV_2 ne doit plus être branché entre le point *b* et la masse, mais entre le point *a* et la masse. A part cela, le procédé de réglage du dispositif reste absolument le même, et l'amateur se conformera à ce qui a été dit plus haut.

Rappelons, que tous les aériens non symétriques, et notamment les antennes faites d'un fil de longueur quelconque, nécessitent une *excellente* prise de terre ; le bon fonctionnement de tels aériens et leur parfait rayonnement sont à ce prix. Il ne faudra donc pas hésiter à réaliser une prise de terre correcte reliée à l'émetteur par un gros fil de cuivre de 20 à 30/10 de mm, le plus direct possible.

Les boîtes d'accord

La plupart des émetteurs modernes sont conçus pour fonctionner avec une charge de 50 ou de 75 Ω. Si l'on tente de charger l'émetteur avec une valeur différente, des difficultés risquent d'apparaître. Souve-

nons-nous bien, en effet, qu'il ne suffit pas d'utiliser un câble coaxial de 75 Ω sur une sortie à 75 Ω pour obtenir une charge de 75 Ω ! Il faut aussi que l'autre extrémité du câble soit bouclée sur une impédance *résistive* de 75 Ω (antenne).

Or, il est bien difficile de réaliser une antenne simple qui présente une impédance de 75 Ω sur toutes les bandes... Tout se passe alors *vis-à-vis de l'émetteur* comme si la charge prenait une valeur variable et différente de 75 Ω en fonction de la longueur du câble. D'où l'utilisation d'une boîte de couplage qui adapte la charge inconnue fournie par l'ensemble « feeder + antenne » à la valeur normale requise pour un bon fonctionnement *de l'émetteur.*

Néanmoins, il faut bien comprendre que si une telle boîte de couplage adapte l'ensemble « feeder + antenne » *à l'émetteur* en évitant toute composante réactive sur ce dernier, la désadaptation de l'*antenne* proprement dite subsistera toujours, la puissance réfléchie également, et le rayonnement utile de l'antenne n'en sera pas amélioré pour autant !

De nombreux types de boîtes de couplage ont été proposés ; nous nous bornerons à examiner les deux montages les plus répandus (systèmes appelés « transmatch »).

Le premier montage est représenté sur la figure XIII-33.

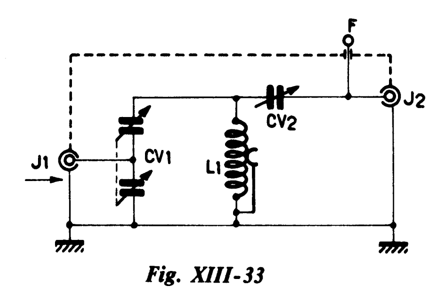


Fig. XIII-33

Le condensateur CV_1 (2 × 250 pF) doit avoir son bâti (et donc ses lames mobiles) isolé de la masse ; c'est ce bâti qui est connecté à la douille centrale de la prise coaxiale J_1. Même observation en ce qui concerne CV_2 (200 pF). Ces deux condensateurs doivent donc être commandés par l'intermédiaire d'un flector isolant. La bobine L_1 comporte 15 tours de fil de cuivre nu de 16/10 de mm enroulés à spires espacées sur un tube en matière plastique de 100 mm de diamètre (bobine dite « self à roulette » pour court-circuit progressif de l'enroulement). L'ensemble est enfermé dans un boîtier métallique relié à la masse générale (et à la terre) de l'installation.

Dans le cas d'une liaison coaxiale - coaxiale (entrée J_1 – sortie J_2), on place CV_1 et CV_2 sur capacité maximale. Un « TOS-mètre » est intercalé entre la sortie de l'émetteur et l'entrée J_1 de la boîte (voir chapitre XVIII, § 7). Ajuster L_1 pour obtenir un minimum de TOS ; régler ensuite CV_1 et CV_2 pour parfaire ce minimum ; en cas de plusieurs réglages possibles, adopter celui pour lequel CV_1 et CV_2 présentent le maximum de capacité.

S'il s'agit d'une liaison coaxiale (entrée J_1) à un fil quelconque connecté sur la douille F, le procédé de réglage demeure le même que précédemment. Il faut cependant préciser que les meilleurs résultats sont obtenus lorsque le fil d'antenne présente une longueur de 10 à 15 % supérieure à un multiple impair du quart de la longueur d'onde.

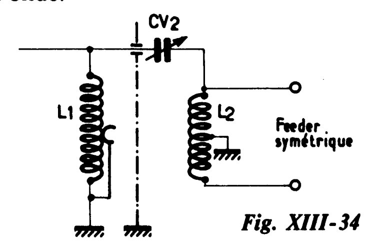


Fig. XIII-34

Pour une liaison entre coaxial et feeder symétrique (genre antenne Zeppelin ou Lévy), il convient d'ajouter un enroulement auxiliaire symétrique L_2, attaqué par l'intermédiaire de CV_2 (voir figure XIII-34).

Dans d'autres cas, on peut également faire suivre la sortie J_2 par un « balun » sur ferrite (soit rapport d'impédances 1/1, soit rapport 4/1) pour réaliser l'adaptation asymétrique/symétrique (« Balun », voir § 5 suivant).

L'inconvénient du montage précédent est évidemment sa réalisation qui comporte une « self à roulette », avec les risques de mauvais contacts que cela entraîne. Une autre conception voit son schéma de principe représenté sur la figure XIII-35. Les accords résistif et réactif sont respectivement obtenus par les réglages de CV_1 et CV_2 ; pour le changement de gammes, on modifie carrément les valeurs de L et C, ce qui peut se faire à l'aide d'un simple commutateur.

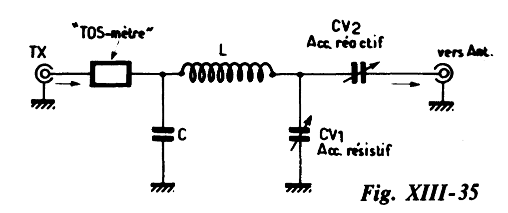


Fig. XIII-35

La figure XIII-36 représente le schéma complet de la réalisation pratique d'une telle boîte de couplage. Le commutateur de bandes est représenté en position « bande 80 m ». Pour passer sur les autres bandes décamétriques, on tourne ce commutateur dans le sens des aiguilles d'une montre, et l'on voit que pour chaque bande, on court-circuite une partie des bobinages et on met hors circuit certains condensateurs fixes. Ces condensateurs fixes sont du type mica 1 500 V dans la série à tolérance ± 2 %.

Quant aux bobinages L_1 et L_2, ils sont montés perpendiculairement l'un par rapport à l'autre, et autour du commutateur, afin d'obtenir des connexions de commutations aussi courtes que possible. Nous avons : $L_1 = 15{,}5$ tours ; prise à 12,75 tours comptés à partir de (a).

$L_2 = 9$ tours ; prises à 4 tours, 6 tours et 7 tours comptés à partir de l'extrémité (b).

Ces bobinages sont effectués sur air, diamètre intérieur de 46 mm, en fil de cuivre nu poli de 3 à 4 mm ; espacement entre spires de 2 mm pour L_1, de 3 mm pour L_2.

Les condensateurs variables CV_1 et CV_2 sont du type « émission » à fort espacement inter-lames et à profil semi-circulaire.

L'ensemble est monté à l'intérieur d'un coffret métallique relié à la masse et à la terre de l'installation.

Comme précédemment, on intercale un « TOS-mètre » entre la sortie de l'émetteur et l'entrée marquée TX de la boîte (voir chapitre XVIII, § 7) ; le feeder de l'antenne est par ailleurs relié à la sortie de cette boîte. Le circuit de sortie de l'émetteur ayant été préalablement réglé normalement, on réduira notablement la puissance de sortie pour procéder aux premiers réglages de la boîte (20 W suffisent largement), ceci afin d'éviter qu'une fausse manœuvre provoque des dommages sur l'étage de sortie de l'émetteur.

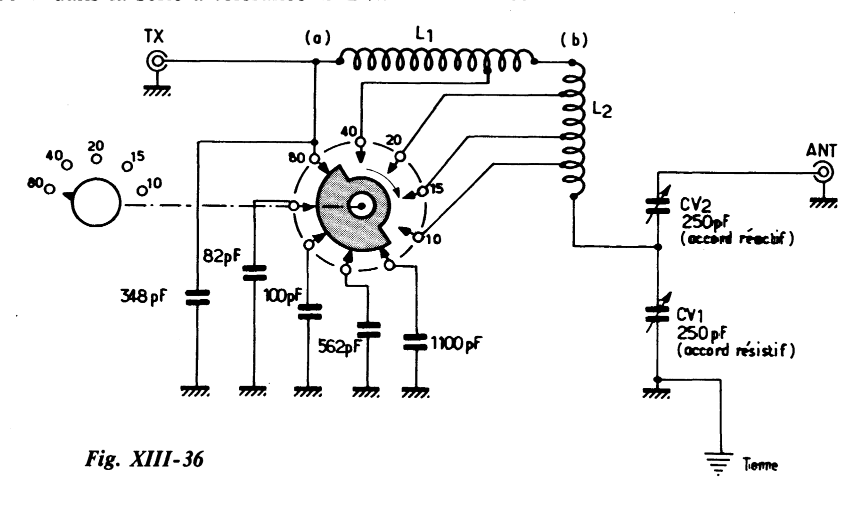


Fig. XIII-36

Placer CV_1 et CV_2 à mi-course, puis retoucher le réglage de CV_1 jusqu'à ce que l'indicateur du « TOS-mètre » baisse (creux). Diminuer la capacité de CV_2 afin d'augmenter légèrement l'indication du TOS-mètre, puis réajuster CV_1 pour former un nouveau creux. Si ce nouveau creux est plus faible que le premier, l'accord se fait correctement et il faut continuer alternativement à diminuer la capacité de CV_2, puis à régler CV_1 pour former un nouveau creux jusqu'à ce qu'une indication *minimale* de TOS soit obtenue.

Par contre, si le second creux est moins profond que le premier, il faut augmenter la capacité de CV_2 et réajuster CV_1 pour former un nouveau creux. Comme précédemment, continuer à alterner ces réglages successifs jusqu'à ce qu'une lecture de TOS minimale soit atteinte. Eventuellement, retoucher le réglage de l'accord « plaque » du circuit final de l'émetteur.

Après réglage, on pourra appliquer la pleine puissance par l'émetteur. Nous conseillons de noter les positions des boutons gradués de commande des condensateurs CV_1 et CV_2 pour chaque bande ; lorsqu'on voudra trafiquer sur telle ou telle bande, on pourra alors remettre approximativement ces réglages sur les positions convenables, et ainsi se régler rapidement.

S'il s'agit d'un feeder symétrique (genre antenne Lévy ou Zeppelin), on adopte la solution de l'enroulement auxiliaire L_2 représentée sur la figure XIII-34 ou du « balun » (comme précédemment).

Grâce aux condensateurs variables préconisés et à la variation de capacité qu'ils permettent, il est toujours possible d'obtenir un « matchage » correct de l'antenne sur les nouvelles bandes (12 - 16 et 30 m) en plaçant le commutateur sur l'ancienne bande classique la plus proche, soit inférieure, soit supérieure, selon le cas.

Dans le cas de l'utilisation avec un transceiver, il importe que la boîte de couplage soit réglée même pour le fonctionnement en *réception ;* en effet, le signal reçu passe par la boîte de couplage et il serait fortement atténué si celle-ci n'était pas correctement réglée en position « émission », comme précédemment indiqué.

Il faut également signaler qu'une telle boîte d'accord contribue à réduire notablement les rayonnements harmoniques éventuels.

§ 5. — Adaptation des impédances sur l'aérien

Les mêmes raisons que pour l'adaptation à la base du feeder motivent la parfaite adaptation des impédances du feeder à l'aérien.

Le brin rayonnant est le siège d'ondes stationnaires ; l'intensité et la tension H.F., en chaque point, sont donc différentes.

La puissance absorbée par l'antenne étant constante, l'impédance apparente d'un aérien varie tout le long du brin rayonnant, rappelons-le. Cette impédance apparente, en un point donné, est exprimée par le quotient entre la tension et le courant. Elle est donc d'autant plus faible que l'intensité est grande.

Ainsi, dans une demi-onde, l'impédance minimum se situe au milieu de l'antenne (intensité maximum) ; l'impédance maximum est aux extrémités. On a généralement 73 ohms au centre et 2 400 ohms aux extrémités.

Très important.

Le feeder doit être relié à l'antenne de façon qu'il soit connecté à une impédance égale à la sienne, cette impédance correspondant par ailleurs à l'impédance de sortie de l'émetteur.

Si cette interconnexion d'impédances n'est pas parfaitement réalisée, l'aérien ne consomme pas toute l'énergie H.F. à l'instant où elle lui est fournie. Une fraction de cette énergie est alors réfléchie dans le feeder — si l'on peut s'exprimer ainsi — et elle provoque des ondes stationnaires indésirables, qui sont à l'origine du rayonnement du ou des fils pourvoyeurs.

Voyons maintenant quelques exemples types.

Plusieurs systèmes peuvent être employés ; ils sont simples, en général ; mais, malgré tout, leur réglage présente un certain... sport (1).

Le procédé qui vient tout de suite à l'esprit est, évidemment, le circuit oscillant préalablement accordé et dont la bobine L est montée en autotransformateur (fig. XIII-37). Les prises de départ d'antenne sont faites par tâtonnements (pas très critiques).

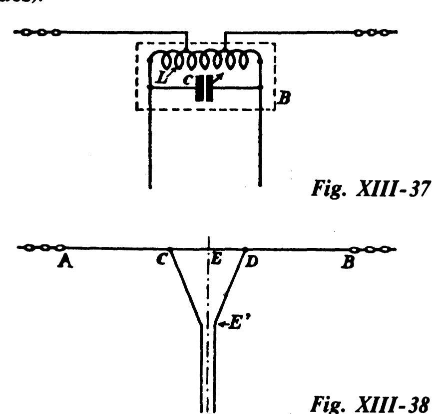


Fig. XIII-37

Fig. XIII-38

L'ensemble, ou tout au moins la capacité ajustable C, doit être monté dans un boîtier B parfaitement étanche à la pluie.

Un autre système (fig. XIII-38) consiste à prendre sur l'aérien AB demi-onde deux points C et D où la résistance équivalente est celle du feeder. En ces points, on constate une réactance capacitive que l'on compense par la self-induction provoquée par le système de couplage.

Pour un feeder symétrique à l'impédance caractéristique de 600 ohms, nous avons :

$$CD = \frac{150\ K}{F}$$

CD en mètres ; F, fréquence en MHz.

K = 0,25 pour les fréquences inférieures à 3 MHz.

K = 0,24 entre 3 et 28 MHz.

K = 0,23 au-dessus de 28 MHz.

(1) Evolution de l'opérateur sur les toits !

Enfin, pour toutes les bandes,

$$EE' = \frac{150}{F} \times 0{,}3$$

Cette attaque est dite en Δ (delta).

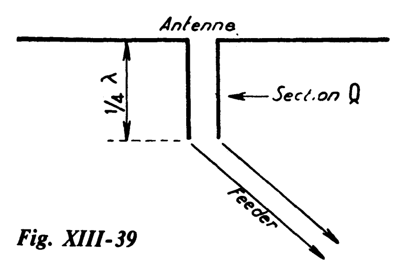


Fig. XIII-39

Un autre procédé d'adaptation d'impédance est le transformateur 1/4 d'onde, ou section Q, illustré par la figure XIII-39. Ce procédé est l'application de la formule

$$Z_q = \sqrt{Z_a\ Z_f}$$

dans laquelle Z_a est l'impédance de l'antenne au point d'attaque, Z_f l'impédance de la ligne feeder, et enfin, Z_q l'impédance de la section 1/4 d'onde qui réalisera l'adaptation.

Exemple : soit une ligne de 600 Ω à connecter à une antenne présentant une impédance de 75 Ω ; nous avons :

$$Z_q = \sqrt{75 \times 600} = 212\ \Omega$$

Nous réaliserons donc une section Q d'impédance 212 Ω. La courbe A de la figure XIII-16 nous indiquera l'écartement d'axe en axe à donner, selon le diamètre des conducteurs utilisés. Bien entendu, la longueur de cette section sera égale au quart d'onde multiplié par le coefficient correcteur habituel, soit 0,95.

Enfin, le système d'adaptation dit à lignes de correction jouit d'une grande faveur (sous plusieurs formes, d'ailleurs). En voici le principe :

On réalise une ligne à fils parallèles quart d'onde dite « *stub* », connectée à l'antenne, et on cherche, sur cette ligne, un point d'impédance égale à celle du feeder pourvoyeur à ondes progressives (fig. XIII-40).

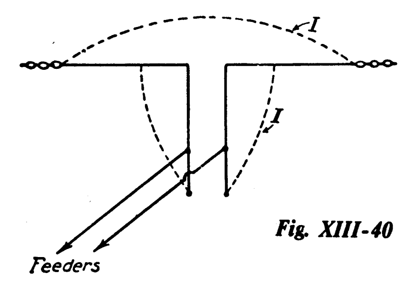


Fig. XIII-40

C'est le cas, par exemple, de l'attaque d'un aérien demi-onde en son centre (Z = 73 ohms) par un feeder d'impédance caractéristique Z = 600 ohms. Plus on s'approche de l'extrémité ouverte de la ligne de correction quart d'onde, plus le courant est faible, donc plus l'impédance est élevée.

Par contre, si l'impédance du feeder est plus faible que celle de l'aérien, la ligne de correction est court-circuitée par une barrette B (ligne fermée) ; voir figure XIII-41.

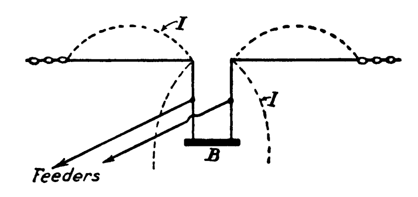


Fig. XIII-41

C'est le cas, alors, de l'attaque de deux aériens demi-onde en phase (Z = 2 500 ohms) par un feeder de 600 ohms.

Le point d'attaque du feeder sur la ligne de correction est déterminé expérimentalement en observant le maximum de courant dans l'antenne (à la base des feeders, plus exactement) et en recherchant la suppression des ondes stationnaires sur le feeder. Ces dernières peuvent être décelées soit par un ondemètre à absorption, soit par un simple petit tube au néon.

Dans le cas d'une antenne à feeder unique, antenne Conrad-Windom, l'adaptation sur l'aérien consiste à déplacer le feeder le long du brin rayonnant. Le point d'attaque correct se situe aux environs du tiers de la longueur du brin rayonnant. De toutes façons, lorsque l'impédance du point d'attaque correspond à l'impédance du feeder, il n'y a plus trace d'ondes stationnaires dans ce dernier : il travaille en ondes progressives.

Adaptation par « balun » large bande

Le « balun » est un dispositif qui permet essentiellement d'obtenir l'adaptation entre un feeder coaxial (non symétrique) et une antenne symétrique (dipôle quelconque) ; en outre, il peut également servir d'adaptateur d'impédances puisque, dans un certain type de construction, il est possible d'obtenir un rapport 4/1.

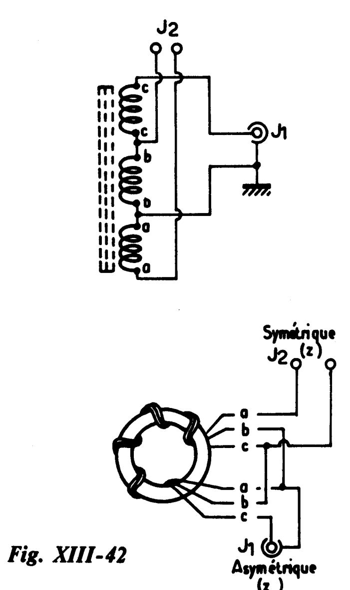


Fig. XIII-42

La première réalisation est représentée sur la figure XIII-42. Il s'agit d'un enroulement trifilaire, c'est-à-dire effectué en bobinant trois fils de 16/10 mm en cuivre émaillé en même temps, sur un tore de ferrite HF de 23 × 14 × 7 mm, qualité 4C6, de la R.T.C. Cet enroulement comporte donc trois fois 10 tours et le mode de connexion entre les divers bobinages est indiqué aussi bien sur le schéma du haut que sur la construction pratique du bas.

L'entrée s'effectue par l'intermédiaire d'une prise SO 239 ; les sorties équilibrées

aboutissent à deux bornes sur stéatite. Prise coaxiale et bornes sont fixées sur un boîtier parallélépipédique étanche de 50 × 50 × 30 mm renfermant le bobinage sur tore.

Ce premier montage réalise l'adaptation asymétrique/symétrique, mais n'apporte aucune modification d'impédance.

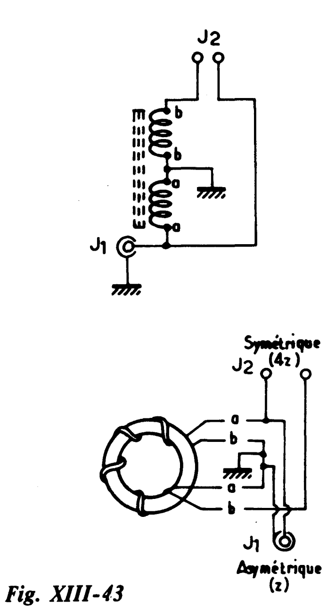


Fig. XIII-43

La figure XIII-43 montre une seconde réalisation avec laquelle on obtient en même temps une transformation d'impédance dans le rapport 4/1. Si l'impédance coaxiale d'entrée est de 75 Ω, l'impédance à la sortie équilibrée sera de 300 Ω. La réalisation pratique est identique à la précédente (même fil, même tore, etc.), mais il ne s'agit ici que d'un enroulement bifilaire (2 × 10 tours).

Ces « baluns » peuvent fonctionner correctement de 3 à 30 MHz avec une perte d'insertion négligeable.

Pour l'amateur ne souhaitant pas construire lui-même son « balun », citons par exemple la fabrication commerciale BN 86 de Hy - Gain.

Rappelons que la mesure du T.O.S. sera vue au chapitre XVIII § 7.

§ 6. — Réalisations pratiques d'aériens O.C.

Nous étudierons sous ce titre les seuls aériens réalisables par l'amateur.

Considérons un fil A B tendu et isolé dans l'espace (fig. XIII-44) de longueur l.

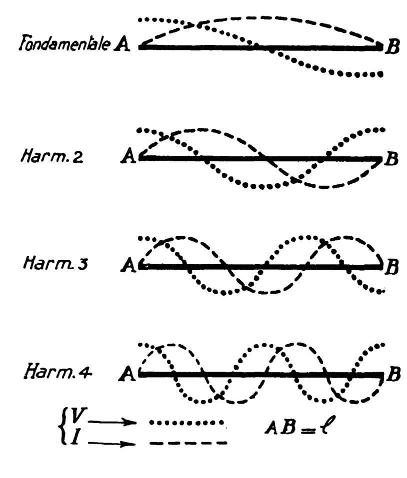


Fig. XIII-44

Nous devons faire osciller ce fil A B en l'excitant, en le couplant au C.O. plaque de l'amplificateur final de l'émetteur, et *le système de couplage ne doit pas rayonner.*

Ce fil A B peut vibrer soit :

a) sur la fréquence d'émission fondamentale, lorsque $\lambda_1 = 2\,l$ (donc $l = \lambda_1/2$) ;

b) sur l'harmonique 2, lorsque $\lambda_2 = l$;

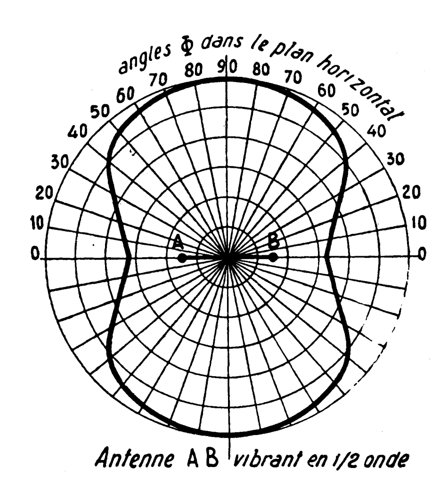
c) sur l'harmonique 3, lorsque $\lambda_3 = 2\,l/3$ ($l = 3\,\lambda_3/2$) ;

d) sur l'harmonique 4, lorsque $\lambda_4 = 0{,}5\,l$ ($l = 2\,\lambda_4$).

λ étant la longueur d'onde d'émission, en *mètres.*

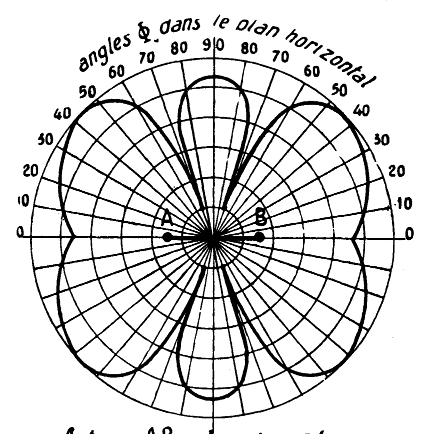
De toutes façons, nous avons toujours, aux extrémités du brin rayonnant A B, un nœud de courant et un ventre de tension.

Dans le fonctionnement a), on dit que l'antenne vibre en *demi-onde ;* en b), elle vibre en *onde entière ;* en c), elle vibre en 3/2 *onde ;* enfin, en d), elle vibre en *double onde.*



Antenne A B vibrant en 1/2 onde

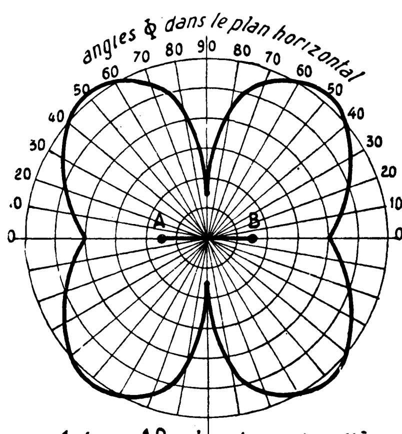
Fig. XIII-45



Antenne AB vibrant en 3/2 onde

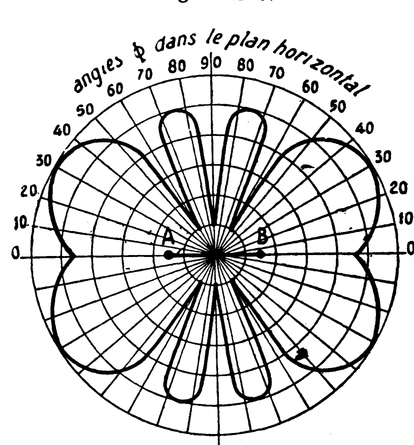


Fig. XIII-47



Antenne AB vibrant en onde entière

Fig. XIII-46



Antenne AB vibrant en double onde

Fig. XIII-48

Les figures XIII-45, 46, 47 et 48 montrent le diagramme de rayonnement dans le plan horizontal d'un fil A B vibrant successivement en demi-onde, onde entière, 3/2 onde et double onde.

Les cercles concentriques représentent les valeurs relatives du champ, selon l'angle Φ mesuré dans le plan horizontal. Ces quatre diagrammes de rayonnement ont été établis pour un angle de radiation de 20° dans le plan vertical.

En examinant le diagramme de rayonnement correspondant au mode de vibration d'un aérien donné, il est facile de voir les régions privilégiées, autrement dit les régions avec lesquelles l'amateur pourra entrer aisément en liaison.

Notes sur les antennes multibandes

De ce qui précède, l'amateur ne manquera pas de vouloir établir *une* antenne qui, en vibrant sur harmoniques, lui permettra de travailler sur toutes les bandes (disons, bandes 80, 40, 20, 15 et 10 mètres). Malheureusement, tous les types d'antennes ne se prêtent pas à ce genre d'exercice ! Nous

dirons même qu'il en existe fort peu ; pour fixer les idées, disons tout de suite que l'antenne Conrad-Windom est une antenne multibande excellente : elle vibre facilement sur harmoniques, sans la moindre modification.

Mais il ne faut pas croire qu'une antenne vibrant en demi-onde sur la fréquence de 7 100 kHz, par exemple, vibrera en onde entière sur la fréquence de 14 200 kHz, ou en double onde sur 28 400 kHz... Sur harmoniques, la fréquence de vibration est toujours *légèrement supérieure* à la fréquence indiquée par le multiple rond ; il y a un facteur de correction qui intervient. Ainsi, dans l'exemple précédent, les fréquences de vibrations seront de 14 569 kHz et 29 522 kHz.

Voici, d'ailleurs, le facteur par lequel il faut multiplier la fréquence de *vibration fondamentale d'un fil demi-onde* pour connaître la fréquence de vibration harmonique :

Harmonique 2 = 2,052
Harmonique 3 = 3,106
Harmonique 4 = 4,158
Harmonique 8 = 8,39

D'une manière générale, la *fréquence* de vibration d'un fil sur harmonique est donnée par la formule :

$$F = \frac{(k - 0{,}05)\ 150\,000}{l}$$

D'autre part, si l'on veut connaître la *longueur* d'un fil à établir pour qu'il vibre sur harmonique sur une fréquence donnée, on emploie la formule suivante :

$$l = \frac{150\,000\ (k - 0{,}05)}{F}$$

Dans ces deux formules, on a :

F = fréquence en kilohertz ;

l = longueur du fil rayonnant en mètres ;

k = nombre de demi-ondes dans la longueur du fil (selon le mode de vibration, ou le rang de l'harmonique). Par exemple, dans un fil vibrant en double onde, $k = 4$.

En conséquence, dans le calcul d'un brin rayonnant multibande, il y a lieu de déterminer soigneusement sa longueur ; ceci, afin d'éviter qu'une fréquence de vibration harmonique tombe en dehors de la bande considérée. De plus, il faut connaître ces fréquences de vibrations harmoniques avec précision, de façon à faire correspondre, autant que possible, la fréquence d'émission ; on s'arrangera toujours pour que l'antenne vibre, sur chaque bande, aussi près que possible de sa fréquence propre. Aussi, la longueur d'un brin rayonnant multibande n'est-elle pas facile à déterminer ; souvent, il faut aboutir à un compromis sacrifiant légèrement la vibration fondamentale (fil trop long).

A) Antenne Conrad-Windom
(figure XIII-49).

Cette antenne est improprement dénommée antenne Hertz par les amateurs français ; en effet, cette dernière appellation a été attribuée aux antennes dites « sans feeder ». Aussi, pour éviter quelques confusions, certains l'ont baptisée antenne H.W.C. (Hertz Windom Conrad).

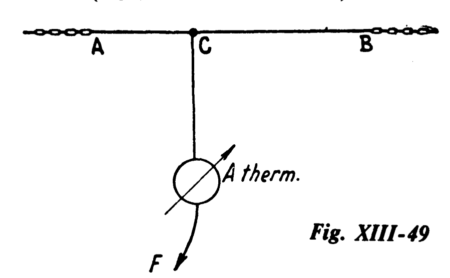


Fig. XIII-49

Cette antenne est la plus simple qui soit. Elle comprend un brin rayonnant A B d'une longueur telle que :

$$AB = \lambda / 2{,}07$$

λ étant la longueur d'onde de l'émission en mètres (comme, d'ailleurs, dans toutes les descriptions qui vont suivre).

Comme nous l'avons dit précédemment, cette antenne fonctionne très bien sur ses fréquences harmoniques ; ainsi, par exemple, on peut prendre comme longueur du brin rayonnant, sensiblement : $2\lambda/2{,}07$, $4\lambda/2{,}07$, etc.

Cet aérien est excité par un feeder unique à ondes progressives qui attaque le brin rayonnant en C, point qui n'est ni un ventre,

ni un nœud de tension ou d'intensité. Le feeder doit s'éloigner *perpendiculairement* du brin rayonnant et ne faire, nulle part, des *coudes brusques.*

Le point d'attaque du feeder sur l'antenne se détermine approximativement par la formule (1) :

$$AC = AB \times 0{,}36$$

D'une manière générale, il n'y a jamais lieu de revenir sur la longueur du brin rayonnant A B, calculée convenablement ($\lambda/2{,}07$). C'est sur l'attaque du feeder que certaines retouches sont parfois nécessaires (en particulier pour éviter le siège d'ondes stationnaires dans le feeder).

On évitera également que la longueur du feeder soit exactement égale à un nombre entier de quart-d'onde ($\lambda/4$).

De plus, il est recommandé de dégager le feeder de toutes les masses absorbantes voisines ; car, *pratiquement,* le feeder d'une antenne Conrad rayonne... oh ! naturellement moins que l'antenne elle-même (si tout est bien réglé)... mais il rayonne tout de même. Il est donc inutile de lui laisser gaspiller de l'énergie H.F. qui sera bien mieux utilisée dans le brin rayonnant !

Pour obtenir un fonctionnement excellent de l'antenne Conrad, il est nécessaire qu'elle soit installée au-dessus d'un sol très bon conducteur et à une hauteur égale à une demi-longueur d'onde. Ce dernier point est facile à respecter si l'antenne ne doit travailler que sur une seule bande, et... jusqu'à la bande 40 mètres (pylônes de 20 mètres).

L'intensité dans le fil C F doit être constante, quel que soit le point où est faite la mesure. La méthode de mesure la plus certaine, mais ennuyeuse, est donc d'intercaler en divers points du fil pourvoyeur un ampèremètre thermique : les lectures doivent être semblables.

Un ondemètre à absorption, promené à une distance assez proche, mais constante, le long du feeder, ne doit déceler ni ventre, ni nœud. L'éclat de la lampe indicatrice de l'ondemètre doit rester le même.

(1) Si l'antenne doit travailler sur plusieurs bandes, on fait AC = 0,33 × AB.

S'il n'en est pas ainsi, c'est que le point d'attaque du feeder n'est pas convenable.

Le procédé de couplage en indirect est montré par la figure XIII-50.

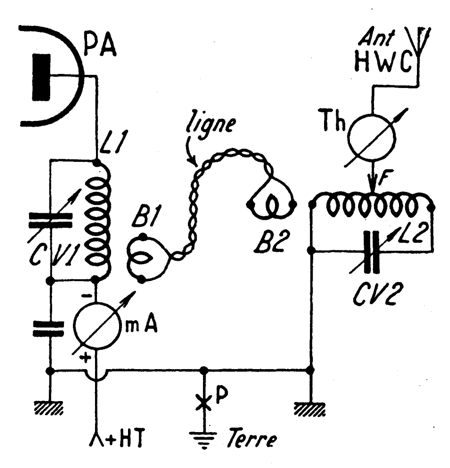


Fig. XIII-50

L'adaptation des impédances se fait comme précédemment : recherche du transfert maximum d'énergie, *pour un couplage de la ligne donné,* par le déplacement du feeder F sur la bobine L_2 (en commençant par le point froid, côté masse). Ensuite, le couplage est réglé, pour la charge permise sur le tube PA, en réglant les boucles de la ligne de liaison basse impédance (rapprochement ou écartement des boucles B_1 et B_2, par rapport aux bobines L_1 et L_2).

Rappelons que l'emploi du circuit de sortie Jones au P.A. est particulièrement recommandé avec l'antenne Conrad (voir § 4).

B) Antennes Fuchs et Long-Wire

1° Lorsque le brin AB a une longueur égale à $0{,}95\ \lambda/2$, cet aérien porte le nom d'*antenne, Fuchs* (fig. XIII-51). Son alimentation se fait donc en tension par connexion à l'extrémité chaude du circuit antirésonnant L_2-CV_2.

2° Comme le montre la figure XIII-52, il est possible d'utiliser un fil tendu AB de longueur quelconque : 40 à 60 mètres (voire plus), par exemple. Cet aérien porte le nom

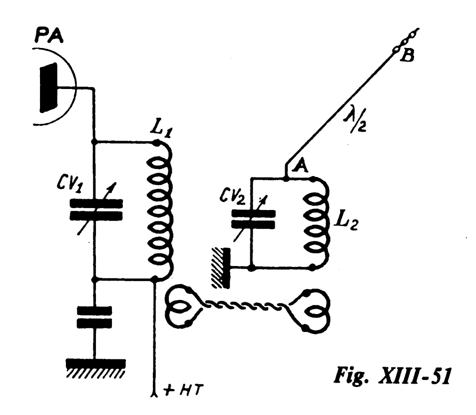


Fig. XIII-51

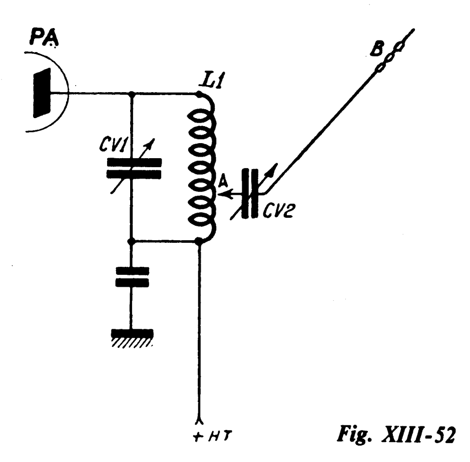


Fig. XIII-52

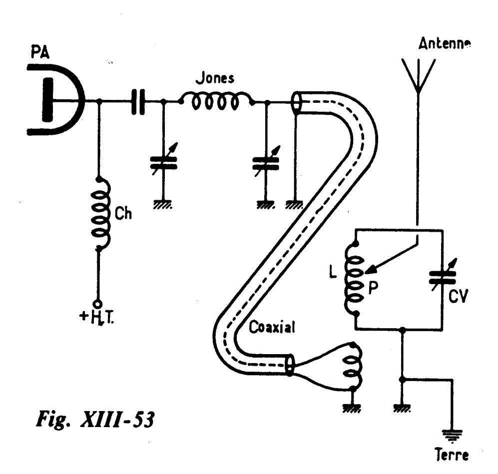


Fig. XIII-53

d'« *antenne Long Wire* ». Le dispositif d'accord (ou de mise en résonance) d'une telle antenne est simplement le condensateur variable CV_2 ; il permet, en effet de faire varier la longueur électrique du fil.

De toutes façons, pour ce type d'aérien, il est toujours recommandé d'utiliser un circuit auxiliaire de couplage du genre de celui de la figure XIII-51. En effet, selon la bande de trafic, le mode de vibration du fil AB change, et par déplacement de la prise A sur L_2, il est aisé de trouver le point réalisant l'adaptation d'impédance correcte pour la bande considérée.

Un autre mode de liaison à l'émetteur très recommandé pour les antennes « Long Wire » est le circuit de sortie Jones (voir § 4) ; dans ce cas, CV_2 est, naturellement, supprimé.

Un autre procédé consiste à utiliser un circuit accordé intermédiaire de couplage (voir fig. XIII-53) : Le circuit Jones attaque en basse impédance par l'intermédiaire d'un tronçon de câble coaxial 52 ou 75 Ω, un circuit accordé classique L-CV. Par déplacement de la prise P de l'antenne sur la bobine L (et ré-accord de CV), il est toujours possible de trouver un point sur la bobine où l'impédance est sensiblement égale à l'impédance présentée par la base de l'antenne pour la fréquence de fonctionnement considérée.

3° Comme il est montré sur les figures XIII-51, 52 et 53, ces types d'antennes sans feeder sont installés comme suit : un fil part de l'émetteur, traverse une fenêtre, par exemple, et va s'attacher au sommet d'un poteau placé à la distance voulue. Mais il est possible de *plier* le brin AB, selon ACB de la figure XIII-54. Evidemment, la *portion* AC *n'est pas un feeder*, mais fait partie du système rayonnant.

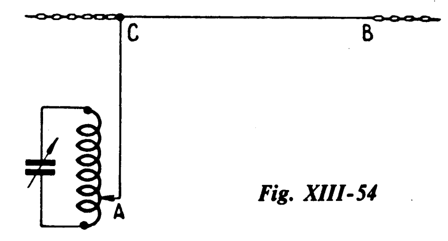


Fig. XIII-54

C'est, d'ailleurs, le défaut de ces types d'antennes, que ce soit avec fil direct ou fil plié : l'aérien rayonne dès sa sortie de l'émetteur, inconvénient au point de vue efficacité de ces systèmes.

Rappelons enfin, la nécessité, avec ces types d'antennes, d'employer une *excellente prise de terre* (fil allant à la terre de gros diamètre et le plus court possible ; prise de terre proprement dite de grande conductibilité). Ceci est absolument indispensable pour réduire le plus possible les ondes stationnaires dans les divers circuits de l'installation et aussi pour assurer un bon rayonnement à l'aérien.

C) Antenne Lévy (fig. XIII-55 et 56)

Le brin rayonnant AB a une valeur égale à la demi-longueur d'onde ; plus exactement :

$$AB = \frac{0{,}95\,\lambda}{2}$$

On l'alimente par son centre au moyen d'un ventre de courant, si l'on peut dire ainsi. Le feeder double FF' travaille, en fait, *en ondes stationnaires* en opposition de phase. Aux points C et C' de la coupure du brin rayonnant, apparaissent deux ventres d'intensité en phase.

On attaque l'aérien en ces points par deux feeders CD = C'D' = $\lambda/4$ (fig. XIII-55).

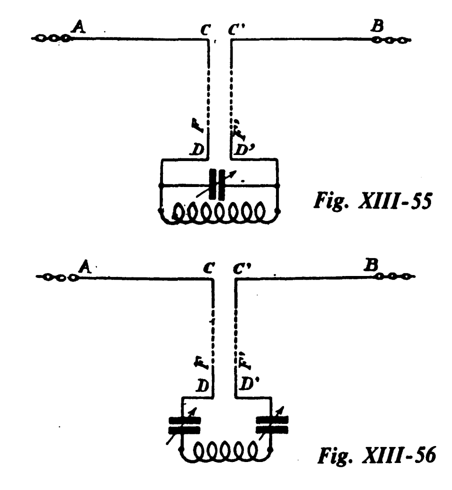


Fig. XIII-55

Fig. XIII-56

Ces feeders quart d'onde sont alimentés en tension par un C.O. couplé au P.A. de l'émetteur, afin qu'ils fassent apparaître des ventres de courant aux points C et C'.

On peut également utiliser des feeders CD = C'D' = $\lambda/2$ (fig. XIII-56). Dans ce dernier cas, l'alimentation se fait par circuit série. (En DD', alimentation en courant, afin d'avoir deux ventres de courant également en CC').

Remarques. — 1° Comme longueur géométrique des feeders, on adopte suivant le cas : $\lambda/4$ ou $\lambda/2$ diminué de 2,5 %.

2° Pour obtenir une annulation efficace du rayonnement des feeders, on choisit pratiquement un écartement de 15 centimètres entre F et F'. On les maintient parallèles à cette distance de loin en loin par des bâtonnets isolants.

L'écartement CC', à la coupure centrale de AB, est maintenu par des isolateurs.

3° Cette antenne peut fonctionner sur plusieurs bandes ; naturellement, pour chaque bande, le mode de vibration change (antenne et feeders), et il convient de réfléchir si l'on est en présence, *à la base,* d'un ventre de tension ou de courant, afin d'utiliser le couplage, soit par circuit parallèle, soit par circuit série.

D) Antenne Zeppelin (fig. XIII-57 et 58)

Le brin rayonnant AB a toujours une longueur égale à 0,95 $\lambda/2$; mais, dans cet aérien, il est attaqué à une extrémité (donc à un ventre de tension).

Le feeder double FF' travaille en ondes stationnaires en opposition de phase. On peut faire le feeder d'une longueur CB = C'B' = $\lambda/2$ (fig. XIII-57) ; le courant est minimum en B et en C (ventres de tension).

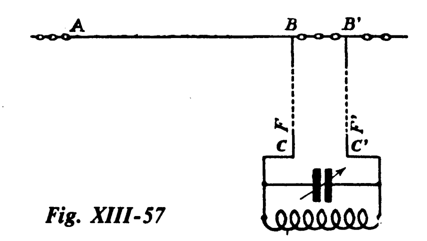


Fig. XIII-57

Il faut donc alors adopter l'alimentation en tension par un C.O. parallèle, couplé à l'émetteur (C.O. identique au C.O. plaque final).

Si l'on fait le feeder FF' d'une longueur CB = C'B' = λ/4 (fig. XIII-58), nous avons encore un ventre de tension en B, mais il y a un ventre de courant en C ; d'où nécessité d'adopter l'alimentation en intensité à l'aide d'une bobine de quelques spires et un condensateur d'accord série.

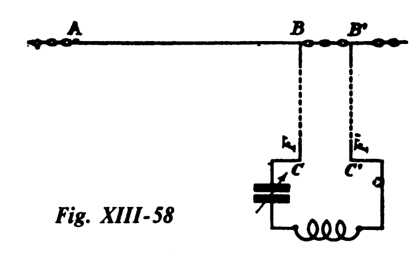


Fig. XIII-58

Les remarques indiquées au sujet de l'antenne Lévy restent applicables ici.

Notes importantes concernant les antennes Lévy et Zeppelin

1° Les antennes Lévy et Zeppelin *classiques* que nous venons d'étudier imposent des longueurs de feeders bien déterminées, ce qui n'est pas fait pour satisfaire tout le monde suivant la disposition des lieux ou la hauteur de l'aérien. Malgré tout, les longueurs théoriques des feeders peuvent être modifiées quelque peu, puisqu'on est maître de leur « longueur électrique », entre certaines limites, au moyen du circuit d'accord nécessaire à la base. En fait, si l'on fait travailler ces aériens sur diverses bandes, les feeders passent par les longueurs les plus diverses *par rapport à la longueur d'onde λ*.

Voyons le cas d'une antenne Zeppelin. Si la longueur des feeders est comprise entre 1/4 λ et 3/8 λ, un circuit série permettra l'accord, de toutes façons. Si la longueur des feeders est inférieure à 1/4 λ, ou comprise entre 3/8 λ et 1/2 λ, un circuit parallèle conviendra parfaitement pour l'accord.

Dans le cas d'une antenne Lévy, les procédés d'accord des feeders sont sensiblement les mêmes. Néanmoins, dans la bande sur laquelle le brin rayonnant AB (fig. 55 ou 56) fonctionne en demi-onde, les procédés de couplage et d'accord des feeders sont inverses de ce qu'il a été dit pour le Zeppelin (circuit série au lieu de circuit parallèle, et réciproquement).

2° Il est possible également d'utiliser un feeder double ne travaillant plus en ondes stationnaires. Pour cela, on monte une ligne de correction quart-d'onde.

On peut alors utiliser un feeder double d'impédance caractéristique 600 ohms de *longueur quelconque.*

Nous donnons un exemple avec l'antenne Zeppelin (fig. XIII-59). La ligne de correction AC et A'C' est court-circuitée par une barrette CC', de manière que l'on ait AC = 0,25 λ. FF' est le feeder 600 Ω de longueur quelconque connecté au point d'impédance identique sur la ligne d'adaptation.

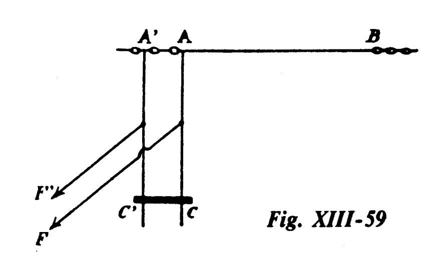


Fig. XIII-59

Dans le cas de l'antenne Lévy (demi-onde attaquée au centre), la ligne de correction doit être ouverte.

Naturellement, si l'on doit connecter une antenne Lévy ou Zeppelin sur un émetteur présentant une sortie asymétrique 52 ou 75 Ω, l'intercalation d'une boîte de couplage du genre de celles décrites précédemment (§ 4) est tout à fait indiquée.

3° Nous donnons, maintenant, les dimensions pratiques d'une antenne Lévy raccourcie permettant le trafic sur les bandes 10, 20, 40 et 80 m. Dans le cas particulier présent, il suffit d'adopter une longueur de feeders telle que l'ensemble « brins rayonnants + feeders » forme une longueur totale de 40 mètres environ (demi-onde sur 80 m). En se reportant à la figure XIII-60, nous aurons AC = DB = 10,25 mètres, et CE = DF = 10,40 mètres.

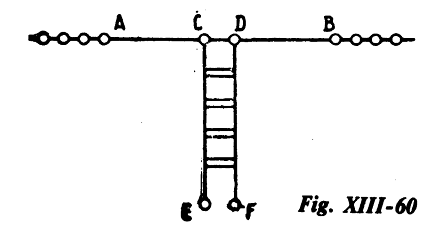


Fig. XIII-60

Sur la bande 80 m, l'accord des feeders sera obtenu par un circuit série (fig. 56) ; sur les bandes 10, 20 et 40 m, l'accord sera obtenu par un circuit parallèle (fig. 55).

Réglage des antennes Zeppelin et Lévy

Le circuit anodique final de l'émetteur est tout d'abord accordé à la résonance (sans charge). Ensuite, on applique la charge en couplant d'abord légèrement la bobine du circuit de base de l'antenne à la bobine du circuit anodique P.A. Le réglage de l'aérien s'opère ensuite en manœuvrant tour à tour le ou les CV du circuit de base et le couplage entre les bobinages.

Si le circuit de base est un circuit parallèle, on commence le réglage avec le ou les CV en capacité minimum ; avec un circuit série, on commence avec le ou les CV en capacité maximum. En manœuvrant le ou les CV, on cherche à obtenir le plus fort courant H.F. dans le feeder pour un *faible* couplage entre les bobines. Ensuite, on augmente ce couplage pour atteindre la charge permise pour le tube P.A. (courant anodique).

•

Il faut aussi noter la possibilité d'utilisation des antennes Lévy ou Zeppelin (ainsi d'ailleurs que tous les aériens du type « Long Fil ») sur les nouvelles bandes 12-16 et 30 m... grâce aux systèmes d'accord à la base que nous venons de décrire ou grâce à l'emploi d'une boîte de couplage du genre de celle de la figure XIII-36 (avec balun).

E) Les antennes pour espaces restreints et les antennes verticales

La mode de l'architecture urbaine étant aux blocs concentrationnaires de béton, il est certain (entre autres inconvénients) que cela ne favorise pas l'installation des antennes d'émission des radio-amateurs, ni pour ceux qui y habitent, ni pour ceux qui résident dans les maisons voisines.

En effet, tous les radio-amateurs n'ont pas la chance de demeurer en campagne avec l'avantage de pouvoir développer des antennes réellement « demi-ondes » (comme il est toujours souhaitable), des antennes hautes et bien dégagées de tout obstacle environnant.

Au point de vue V.H.F., dans certains cas, les possibilités de liaison sont pratiquement nulles (à part les liaisons locales) ; les résultats sur antenne intérieure sont généralement décevant. Même sur antenne extérieure, l'amateur V.H.F. des grandes villes est bien souvent encadré de toutes parts par d'importants immeubles aux nombreux étages qui ont « poussé » insensiblement et qui ont étouffé toute liaison ou toute réception de type DX. Bien entendu, il reste la possibilité du trafic V.H.F. en mobile avec l'émetteur et le récepteur installés sur la voiture ; le radio-amateur s'en va le dimanche, avec son véhicule, se placer sur un point haut naturel quelconque de la région ; mais diverses considérations qui n'ont pas à être exposées ici, font que cette solution n'est pas toujours acceptée avec enthousiasme par certains OM.

Alors, il reste encore les « vieilles » ondes décamétriques (bandes des 10, 15, 20, 40 et 80 m) auxquelles on est tenté de revenir. Sur ces bandes, les ondes peuvent tout de même arriver à « sortir » malgré l'étouffement des « grands ensembles » et les reliefs tourmentés... Mais les antennes conventionnelles sont longues, encombrantes, et difficiles à installer correctement.

A l'intention de ces radio-amateurs défavorisés, nous donnons maintenant la description de quelques antennes multibandes aussi peu encombrantes que possible.

•

F) Antennes multibandes

La bande décamétrique la plus grande en longueur d'onde, attribuée aux amateurs, est la bande « 80 mètres ». Si l'on désire trafiquer sur toutes les gammes, c'est donc à

partir de cette bande que devra être calculée et établie l'antenne. La bande 80 m s'étendant de 3,5 à 3,8 MHz, la fréquence moyenne est de 3,65 MHz. Mais, il faut tenir compte, d'une part, des autres bandes en relation harmonique qui ont une étendue moindre en fréquence, et d'autre part, du fait qu'une antenne fonctionnant en harmonique a tendance à vibrer en réalité sur une fréquence un peu supérieure à la fréquence harmonique théorique.

En conséquence, il y a tout intérêt à calculer l'antenne « demi-onde » en bande de 80 m pour une fréquence de l'ordre de 3,53 MHz environ.

Tous calculs faits (avec coefficient de vélocité de 0,95), cela donne une longueur de fil aérien de 40,50 m, c'est-à-dire finalement un développement d'au moins 41 m avec les isolateurs d'extrémité. Il est bien évident qu'en ville, un tel espacement n'est pas toujours facile à trouver. Nous allons donc tout d'abord examiner deux types d'antennes horizontales multibandes nécessitant un peu moins de place.

*
* *

Antenne type G5RV

Cette antenne est représentée sur la figure XIII-61. Elle comporte un dipôle AB-CD de 2 × 15,54 m (fil de cuivre émaillé de 16 à 20/10 de mm) attaqué en son centre par un « stub » CE d'impédance assez élevée d'une longueur de 10,36 m, lui-même attaqué à sa base par un câble coaxial EF de type 75 ohms et de longueur quelconque.

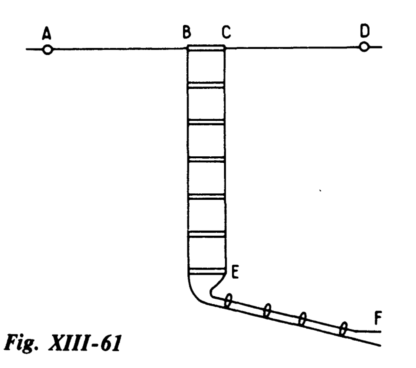


Fig. XIII-61

Le « stub » d'adaptation peut être réalisé avec deux fils de cuivre émaillé de 16/10 de mm maintenus parallèlement a un espacement de 12 cm par des barrettes de polyéthylène.

Le développement horizontal de cette antenne est donc de l'ordre de 31,60 m environ (avec les isolateurs d'extrémité).

Les modes de fonctionnement (et de vibration) sont les suivants :

Sur 3,5 MHz, le centre électrique de vibration se situe sur le stub à environ 5,18 m du centre BC de l'antenne ; la partie restante du stub (soit 5,18 m également) présente une certaine réactance pour du câble coaxial 75 ohms, sans cependant provoquer une difficulté pour l'obtention d'une charge correcte.

Sur 7 MHz, nous avons deux demi-ondes en phase avec une portion repliée au centre : la charge est également normale dans ce cas.

Sur 14 MHz, nous sommes en présence de deux fois 3/4 d'onde ; l'adaptation est satisfaisante.

Sur 21 MHz, nous avons à peu près deux ondes entières (légèrement allongées) ou encore approximativement deux ondes entières en phase.

Enfin, sur 28 MHz, c'est un système de deux fois « trois demi-ondes » alimentées en phase qui est obtenu.

*
* *

Antenne toutes bandes à trappes

Cet aérien que l'on dénomme également antenne W 3 DZZ (de l'indicatif de son promoteur), est relativement simple et d'un fonctionnement très valable pour toutes les bandes décamétriques 10, 15, 20, 40 et 80 m. Nous la représentons sur la figure XIII-62-1 et nous remarquons tout de suite qu'elle est d'un encombrement moindre qu'une classique demi-onde taillée pour la bande 80 mètres.

Cette antenne est alimentée en son centre, soit par une ligne bifilaire 75 Ω, soit par un câble coaxial 75 Ω (comme il est représenté sur la figure) de longueur quelconque

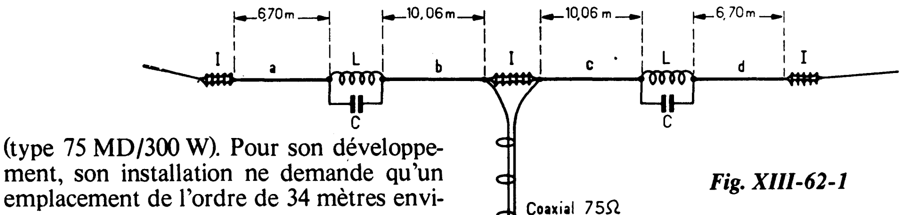


Fig. XIII-62-1

(type 75 MD/300 W). Pour son développement, son installation ne demande qu'un emplacement de l'ordre de 34 mètres environ.

L'aérien est coupé en son centre par un isolateur « pyrex » et supporté par d'autres isolateurs d'extrémité du même type (isolateurs I). En outre, des « trappes » sont intercalées aux points indiqués (circuit LC). Ces trappes ont le rôle suivant :

En utilisation sur la bande 7 MHz, les sections *a* et *d* sont pratiquement isolées du reste de l'antenne, c'est-à-dire des sections *b* et *c*, du fait de l'impédance très élevée présentée par les trappes sur cette bande ; les éléments *b* et *c* se comportent alors comme un classique doublet demi-onde.

En utilisation sur la bande 3,5 MHz, les trappes sont loin de la résonance, et les portions *a* et *d* entrent en action. De ce fait, nous sommes encore en présence d'un doublet vibrant en demi-onde ; il s'agit en réalité d'un doublet à éléments raccourcis, la compensation étant précisément apportée par les éléments LC des trappes.

Enfin, en utilisation sur 28, 21 et 14 MHz, et pour les mêmes raisons que ci-dessus, l'ensemble se présente comme une antenne de 7, 5 et 3 « demi-ondes », respectivement.

Les éléments *a, b, c* et *d* sont constitués par du fil de cuivre émaillé de 1,6 à 2 mm de diamètre. Quant aux trappes, leur mode de fabrication est illustré par la figure XIII-62-2.

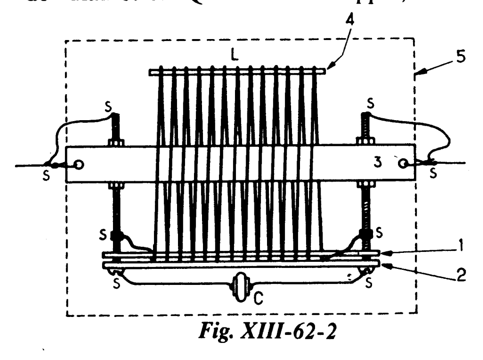


Fig. XIII-62-2

Chaque trappe est constituée par une bobine L de 13 tours en fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm émaillé, bobinés sur air, diamètre intérieur de 62 mm, écartement de 4 mm entre chaque spire. Ce bobinage est maintenu par deux plaques (1 et 2) de polyéthylène vissées ; on parfait sa rigidité à l'aide de barrettes en polystyrène collées et réparties sur la circonférence. Généralement, trois barrettes suffisent ; pour la clarté du dessin, nous n'avons représenté qu'une barrette (4).

A l'aide des tiges filetées (laiton), le bobinage est fixé de façon concentrique autour d'un barreau (3) en polyéthylène de section carrée, ce barreau servant en même temps au raccord « mécanique » des fils de l'antenne.

Le condensateur C connecté en parallèle sur la bobine est du type céramique ou mica (type 3 000 V, minimum) et d'une capacité de 62 pF (« L.C.C. »; tolérance ± 5 % ; U_n = 5 000 V_{cc} ; U_e = 7 500 V_{cc} ; type assiette ; AAU-020).

Tous les points de connexions marqués S doivent obligatoirement être soudés.

Enfin, il est intéressant et recommandé d'enfermer chaque trappe dans un boîtier cylindrique étanche (5) quelconque en matière plastique.

Réalisées de cette façon, ces trappes ne nécessitent aucune mise au point, et l'antenne fonctionne parfaitement sur toutes les bandes indiquées, avec les fréquences de résonance propre suivantes (mesurées par son auteur) : 3,75 - 7,05 - 14,15 - 21,5 et 28,5 MHz. Si l'on désire surtout trafiquer vers 3,6 MHz, il y a intérêt à faire $a = d$ = 6,75 m.

L'antenne « W3 DZZ » est également réalisé industriellement par la firme allemande Fritzel (mandataire en France : Ets Vareduc-Comimex) ; cette fabrication comporte un « *balun* » de couplage entre le centre de l'antenne et le câble coaxial de liaison 75 Ω (balun représenté sur la figure XIII-42).

Il est intéressant de connaître le rapport d'ondes stationnaires (R.O.S.) selon les divers modes de fonctionnement ; ces renseignements sont donnés par les courbes de la figure XIII-62-3. On voit que ces rapports qui s'échelonnent entre 1,5 : 1 et 3 : 1 sont relativement faibles. D'autre part, il convient de noter que les valeurs indiquées peuvent être fortement modifiées par le voisinage de masses métalliques par exemple ; pour les bandes 15 et 20 m, elles peuvent aussi atteindre un meilleur rapport.

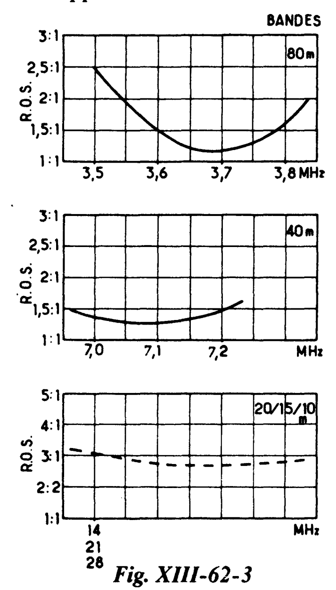


Fig. XIII-62-3

Sur 80 m, l'antenne vibre en demi-onde (antenne du type raccourci avec allongement artificiel grâce à l'effet des circuits oscillants des trappes). Sur 40 m, elle vibre normalement en demi-onde, les trappes se comportant ici comme des « bouchons » isolants.

Sur 20 m, l'antenne vibre en trois demi-ondes, en cinq demi-ondes sur 15 m et en sept demi-ondes sur 10 m. Cela, parce qu'il faut tenir compte que le développement total de l'antenne est de l'ordre de 33,80 m, et que plus on monte en fréquence, plus l'apport des circuits parallèles des trappes est estompé.

Cette façon de concevoir les modes de vibration d'une antenne W 3 DZZ a été démontrée par un OM qui s'est « amusé » à aller voir de très près ce qui se passait *tout au long du fil* pour chaque bande décamétrique (l'antenne ayant servi pour cette expérience était le type 2 kW de Fritzel avec balun sur ferrite pour le raccord du câble coaxial 75 Ω). Nous sommes donc toujours en présence d'un nœud de tension (ou ventre de courant) au centre géométrique de l'antenne.

*
* *

Comme autre type d'antenne horizontale multibande pour espace restreint, nous pouvons également citer l'antenne « multidoublet » 5 BDQ de la firme Hy - Gain (longueur totale de 28,50 m).

*
* *

Antenne AK 75 DRAKE

La firme Drake propose l'antenne dipôle type AK 75 dont les caractéristiques géométriques sont indiquées sur la figure XIII-63 ; elle est conçue pour une utilisation de 10 mètres à 160 mètres avec emploi obligatoire d'un balun symétriseur de rapport 4 (fig. XIII-43 ou balun B 1000 Drake). L'utilisation d'une boîte de couplage est également nécessaire (fig. XIII-36 ou boîte MN 7 Drake). Le dipôle proprement dit a un développement de 41,15 m ; mais on peut le réduire en installant l'antenne en L couché, ou en V inversé, la partie centrale où se raccorde le feeder devant cependant être au moins à 12 mètres au-dessus du sol. Le feeder est constitué par un twin-lead de 300 à 470 Ω d'impédance et d'une longueur de 30,48 m.

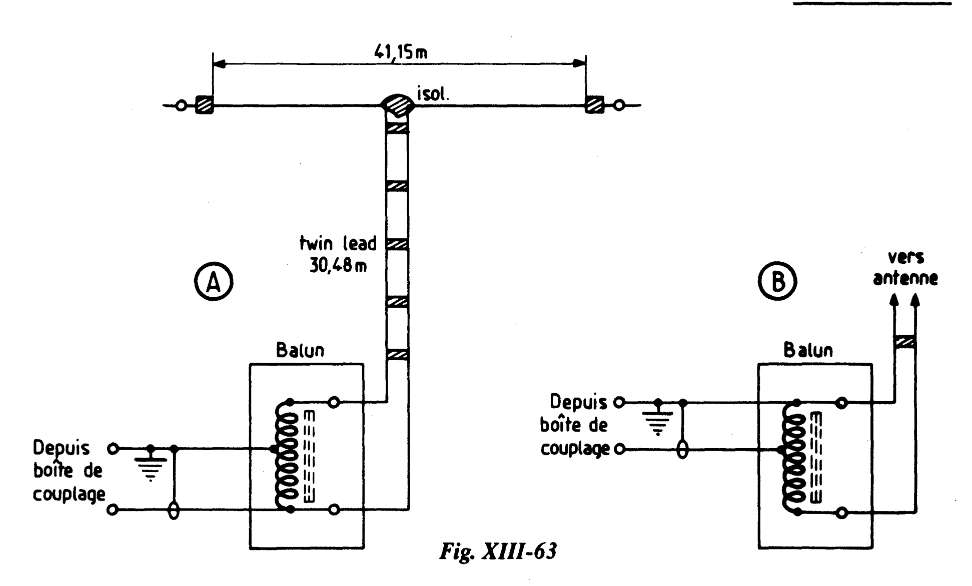


Fig. XIII-63

Pour l'utilisation sur les bandes de 10 à 80 mètres, la connexion du balun est celle représentée en A (masse et terre au point médian). Pour la bande 160 mètres, masse et terre sont connectées à une extrémité du balun (comme indiqué en B) ; dans ce cas, un élément de l'antenne fonctionne en L inversé, l'autre élément agissant comme contrepoids électrique. Notons que si l'on emploie la boîte MN 7, la commutation du balun s'effectue à l'aide de l'inverseur placé sur le panneau de commande.

*
* *

Antenne toutes bandes omnidirectionnelle W 3 HH

Depuis que les bandes 10,1 - 18 et 24,8 MHz (30 - 16 et 12 mètres) sont autorisées aux amateurs, il est certain que ce type d'antenne *apériodique* revient à l'ordre du jour, ces nouvelles bandes de fréquences n'étant pas en relation harmonique avec les anciennes.

Il s'agit de l'antenne conçue par l'amateur américain W 3 HH, antenne portant aussi l'immatriculation « T2FD » et qui présente les très intéressantes particularités suivantes : elle est non-directrice à la réception comme à l'émission, rayonnant l'énergie HF également dans tous les sens ; elle est multibande par excellence, puisqu'elle est apériodique.

L'antenne W 3 HH est essentiellement constituée par un dipôle replié alimenté par une ligne bifilaire de longueur quelconque et d'impédance caractéristique de 600 Ω. De plus, au centre du brin opposé à l'alimentation du dipôle replié, se trouve intercalée une résistance R ; voir figure XIII-64-1. Cette résistance doit être obligatoirement du type « non inductive »

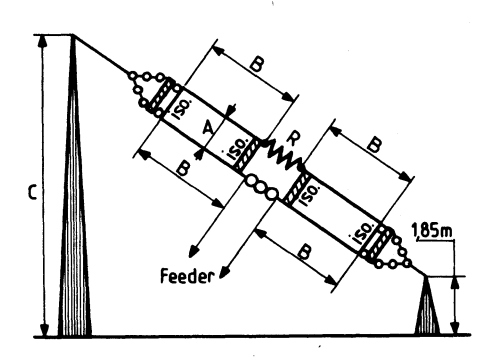


Fig. XIII-64-1

(donc au carbone aggloméré) ; de sa valeur dépend l'impédance de la ligne bifilaire d'alimentation. C'est ainsi que pour une ligne de 600 Ω, la valeur optimum de R est de 650 Ω ; si, par contre, on préfère utiliser une ligne du type 300 Ω, la résistance R fera 390 Ω. Cette résistance doit, en outre, pouvoir dissiper une puissance égale à 35 % de la puissance-input (ou puissance alimentation) de l'étage final PA de l'émetteur. Pratiquement, les fils ne « tirent » pas sur la résistance, comme le montre notre figure : on intercale un isolateur sur lequel s'opère la traction, et la résistance est montée en parallèle, soudée aux fils. De plus, afin d'obtenir un rayonnement égal dans toutes les directions, l'antenne doit être inclinée par rapport au sol (environ 30°).

Bien qu'étant une antenne multibande par excellence, le système fonctionnant en apériodique, le rapport entre la fréquence la plus élevée à transmettre et la fréquence la plus basse ne doit pas excéder 5 à 6.

Nous donnons ci-dessous les dimensions de cette antenne :

1° pour toutes fréquences comprises entre 3,5 MHz et 17,5 MHz, on a :
A = 0,86 m, B = 14,24 m et C = 17 m ;

2° pour toutes fréquences comprises entre 7 MHz et 35 MHz, on a :
A = 0,455 m, B = 7,12 m et C = 9,75 m.

Dans les deux cas, la partie la plus basse de l'antenne se situe à 1,85 mètre du sol environ.

L'antenne folded et la ligne d'alimentation sont réalisées en fils de cuivre émaillé de 20/10 de mm. L'écartement entre les deux fils parallèles du feeder d'alimentation doit être de 14 cm pour une ligne d'impédance 600 Ω.

D'une manière générale, les dimensions A et B peuvent être calculées au moyen des formules suivantes :

$$A = \frac{3}{F}$$

$$B = \frac{50}{F}$$

A et B en mètres pour F en MHz (fréquence la plus basse à rayonner).

Des essais effectués par l'U.S. Navy ont prouvé que cette antenne apporte un gain de 4 à 6 dB par rapport à une antenne Zeppelin ou à une demi-onde classique.

Dernière précision pour les curieux : malgré les très larges bandes de fréquences pouvant être transmises par cet aérien, le rapport d'ondes stationnaires sur le feeder varie entre 1,4 et 2,6 selon la fréquence rayonnée.

Telles étaient les notes des travaux de W 3 HH et des expérimentateurs américains. Et puis cette antenne a été essayée, analysée, voire modifiée, par des amateurs anglais, et notamment par G2 NS. Des mesures de champ ont été faites à 150 mètres autour de l'aérien, les diagrammes de rayonnement ont été tracés pour les diverses bandes « amateurs » ; puis le tout a été confirmé par des essais DX (avec émetteur de 100 W input). Voici, selon G2 NS, les résultats définitifs de ces expériences :

a) Cette antenne ne présente pas un diagramme de rayonnement rigoureusement uniforme ; il y a tout de même des directions légèrement privilégiées selon la bande de travail. Mais ce n'est pas très grave, et l'on peut presque la considérer, en effet, comme étant omnidirectionnelle.

b) Des modifications d'inclinaison variant entre 20° et 40° par rapport à l'horizontale se sont révélées peu critiques. Ce qui donne encore une plus grande souplesse d'installation.

c) Par contre, si on l'installe horizontalement, des « lobes » de directivité très marquée apparaissent dans le diagramme de rayonnement.

d) Contrairement à ce qui était prévu au début, la seconde version de l'antenne, comportant notamment des brins B de 7,12 m, fonctionne parfaitement sur 3,5 MHz également.

Cette seconde version permet donc l'exploitation de *toutes* les bandes décamétriques d'amateurs de 3,5 à 30 MHz en constituant une antenne vraiment peu encombrante.

Mêmes observations pour l'antenne première version (avec B = 14,24 m) qui couvre toutes les bandes de 3,5 à 30 MHz (et même la bande 1,8 MHz - 160 mètres).

e) Enfin, et ce dernier point est extrêmement intéressant, il est parfaitement possible d'alimenter l'antenne par un feeder coaxial type 75 Ω d'impédance caractéristique. Dans ce cas, la résistance R doit présenter la valeur optimale de 82 Ω. La liaison à l'émetteur se fait par un circuit Jones à l'étage P.A. ou par un circuit Collins auxiliaire.

Quant à la résistance R nécessaire dans chaque cas (soit 650, soit 390, soit 82 Ω), on la réalise, selon la puissance requise, par un groupement en parallèle de plusieurs résistances ordinaires au carbone du type 2 W. Par exemple, soit à obtenir une résistance de 82 Ω et de 40 W : il suffit de monter 20 résistances de 1,6 kΩ (tolérance ± 5 %) type 2 W en parallèle. Le groupement est ensuite placé dans une boîte étanche en matière plastique.

Cette antenne, certes peu orthodoxe, paraît vraiment séduisante puisque, finalement, ses performances et ses possibilités d'utilisation et d'installation (encombrement réduit) dépassent encore ce qui avait été primitivement annoncé. Nous la qualifierons d'antenne « à tout faire », d'antenne « passe-partout »...

Notes de l'auteur :

Nous ne dissimulerons pas qu'il s'agit tout de même d'une antenne délicate à mettre au point ; il ne faut surtout pas chercher à innover, mais au contraire bien respecter les données publiées et qui sont précisément extraites du compte rendu détaillé de l'U.S. Navy.

Dans tous les cas, l'emploi d'une boîte de couplage (fig. XIII-36 par exemple) à la sortie de l'émetteur est pratiquement indispensable.

D'autre part, nous avons remarqué que l'antenne devient de plus en plus difficile à mettre au point et que son rendement baisse au fur et à mesure que l'on choisit une impédance de plus en plus faible pour le feeder. En conséquence, nous n'encourageons guère les constructions pour 75 ou 52 Ω (bien qu'il s'agisse là de l'impédance de sortie de tous les émetteurs ou transceivers modernes).

La solution que nous préconisons est alors la suivante : construction de l'antenne pour 300 Ω (donc avec résistance de 390 Ω) ; montage d'un balun rapport 4 (fig. XIII-43) sur l'antenne aux points de connexion du feeder ; utilisation d'un feeder coaxial 52 ou 75 Ω sans problème ; enfin, boîte de couplage (fig. XIII-36) intercalée à la sortie de l'émetteur.

Une seconde solution consiste à réaliser l'antenne pour 300 Ω et avec feeder en fils parallèles (twin lead) d'impédance caractéristique 300 Ω. L'adaptation d'impédance, le matchage, la charge et la transformation « asymétrique/symétrique » sont alors réalisés par le circuit représenté sur la figure XIII-64-2 et intercalé à la sortie de l'émetteur. Les bobinages sont confec-

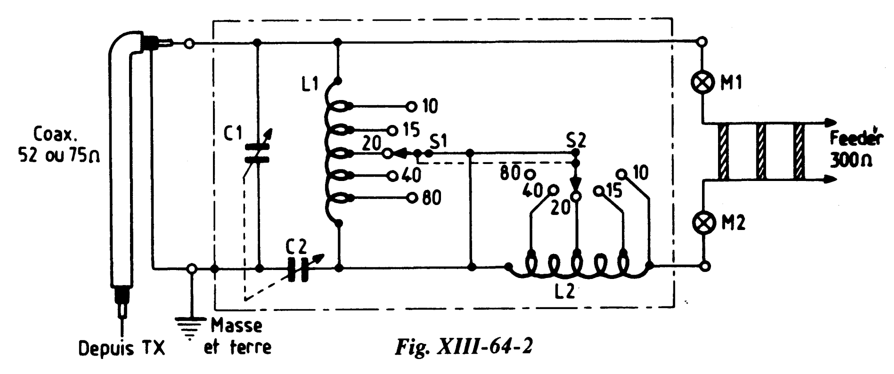


Fig. XIII-64-2

tionnés sur deux mandrins en stéatite de 30 mm de diamètre avec du fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm (espacement entre spires égal au diamètre du fil). Les commutations selon les bandes de trafic sont effectuées par un contacteur à galette S_1 - S_2 à commande unique procédant par court-circuit. Le condensateur variable C_1 - C_2 est également à commande unique et comporte deux cases jumelées de 490 pF chacune (condensateur double du type employé sur les anciens récepteurs BCL à lampes).

Pour les bandes décamétriques usuelles, nous avons :

80 mètres : $C_1 = C_2 = 300$ pF ; $L_1 = L_2 = 34$ tours.

40 mètres : $C_1 = C_2 = 150$ pF ; $L_1 = L_2 = 26$ tours.

20 mètres : $C_1 = C_2 = 75$ pF ; $L_1 = L_2 = 12$ tours.

15 mètres : $C_1 = C_2 = 50$ pF ; $L_1 = L_2 = 9$ tours.

10 mètres : $C_1 = C_2 = 35$ pF ; $L_1 = L_2 = 7$ tours.

Les capacités indiquées sont celles approximativement obtenues par le réglage du condensateur variable ($C_1 + C_2$). Les nombres de tours sont ceux effectivement utilisés (c'est-à-dire non court-circuités par $S_1 + S_2$) selon la bande de trafic.

Le cas échéant, aux points M_1 et M_2, on peut intercaler deux ampoules ou deux ampèremètres thermiques (ou à thermocouple), ce qui permet de vérifier la charge et le bon équilibrage de l'aérien.

Au passage, il importe de noter que, quelle que soit la boîte de couplage employée, grâce aux condensateurs variables préconisés et à la variation de capacité qu'ils permettent, il est toujours possible d'obtenir un « matchage » correct de l'antenne sur les nouvelles bandes (12 - 16 et 30 mètres) en plaçant le commutateur sur l'ancienne bande classique la plus proche, soit inférieure, soit supérieure, selon le cas.

Enfin, nous rappelons que si l'omnidirectivité indiquée n'est pas requise, il est parfaitement possible d'envisager une installation *horizontale* de cette antenne. Indiquons aussi que cet aérien est fabriqué commercialement par la firme américaine Barker et Williamson Inc.

*
* *

G) Les antennes verticales

Toute antenne horizontale, quelle qu'elle soit, nécessite tout de même un certain espace pour son installation. Par contre, il est bien rare que l'on soit limité *en hauteur...* Alors, pourquoi ne pas installer une antenne verticale ? Que l'on ne s'y trompe cependant pas : une antenne verticale exige néanmoins une certaine surface tout autour d'elle, à son pied, pour l'installation des haubans ou des radians (selon le cas), ou pour la confection d'une excellente prise de terre nécessaire à son bon fonctionnement.

Tout comme il existe des antennes horizontales à trappes, nous avons des antennes verticales multibandes à trappes (Mosley, Fritzel, etc.) Le fonctionnement et le rôle des trappes sont les mêmes dans les deux cas.

Du point de vue *fonctionnement théorique* des antennes verticales, le lecteur pourra revoir ce qui en a été dit au cours du paragraphe 2 précédent. En outre, l'exposé de quelques considérations générales applicables aux antennes verticales n'est pas superflu avant d'aborder quelques réalisations pratiques. C'est ce que nous allons faire, en reproduisant de larges extraits d'une note rédigée dans l'intérêt des amateurs par la firme Mosley-Electronics (mandataire en France : Ets Vareduc-Comimex).

*
* *

Généralités

Les antennes verticales destinées aux bandes décamétriques « amateurs » sont presque toutes du type Marconi, c'est-à-dire du type à résonance en quart d'onde. De telles antennes doivent fonctionner avec une bonne prise de terre, ou avec un bon système de contrepoids, pour reconstituer

l'autre quart d'onde destiné à compléter l'antenne dipôle. On voit sur la figure XIII-65 que lorsque l'antenne correspond à un quart de longueur d'onde, l'impédance au point Z est d'environ 40 à 50 ohms. En

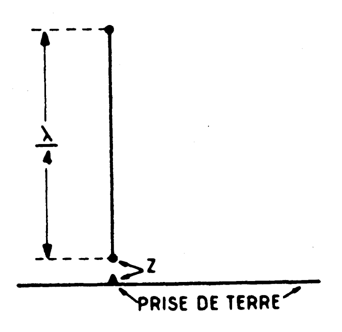


Fig. XIII-65

connectant en ce point une ligne coaxiale de 52 ohms, la ligne est bien accordée avec l'antenne sur la bande de fréquences à laquelle l'antenne correspond au quart d'onde. On obtient ce résultat sans aucune bobine d'accord, ni aucun autre organe de réglage.

Si l'on veut qu'une antenne de ce type fonctionne sur plusieurs bandes, il est possible d'ajuster automatiquement la longueur en installant ce qu'on appelle des trappes parallèles de résonance, aux points qui conviennent, pour sectionner électriquement l'antenne en quarts de longueur d'onde, comme le représente la figure XIII-66. Ces trappes ont une très grande impédance à la résonance et dans le voisinage de la résonance. Elles jouent le rôle d'isolateurs placés aux extrémités des quarts d'onde correspondant à chaque bande, et de ce fait, l'antenne se réduit, électriquement parlant. Sur la figure XIII-66 par exemple, si la trappe A est réglée pour 28 MHz, la section 1 correspond au quart d'onde à cette fréquence. La trappe A isole les parties supérieures de l'antenne qui n'interviennent pas à la longueur d'onde de 10 m.

Si l'on excite l'antenne sur 21 MHz, la trappe A se comporte tout autrement car, ne résonnant plus sur la nouvelle fréquence de travail, son impédance devient très basse, et elle constitue un court-circuit qui connecte les sections 1 et 2. Celles-ci forment alors un quart d'onde pour cette bande, comme l'indique le chiffre 2.

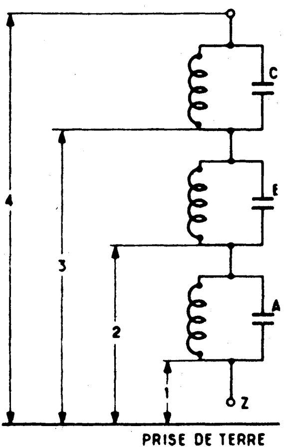


Fig. XIII-66

On peut poursuivre les combinaisons de ces pièges et des sections d'antenne jusqu'à la limite des possibilités mécaniques et du tracé de réalisation des bobines. La dernière section 4 englobe les inductances de toutes les bobines, ainsi que la section supérieure extrême de l'antenne, pour constituer la longueur équivalente au quart d'onde à la fréquence minimale.

Les « trappes » à résonance parallèle sont constituées par des bobines réalisées sur des mandrins isolants enfermés dans des tubes de duraluminium qui forment à la fois une protection à toute épreuve contre les intempéries, ce qui est essentiel, et qui, par leur diamètre et leur écartement par rapport aux bobines constituent la capacité qui détermine la résonance cherchée.

Où installer l'antenne verticale ?

Le meilleur emplacement d'une antenne verticale se trouve sur le sol lui-même, comme le montrent des milliers de stations de radio-diffusion. L'installation est d'autant meilleure que l'antenne est plus

proche du sol. Un sol situé en contrebas relativement aux environs constitue même le meilleur emplacement. Cette règle est tout à fait opposée aux idées habituelles des amateurs selon lesquelles l'antenne doit être installée dans l'air à une hauteur appréciable.

On voit sur la figure XIII-65 que le pied doit être exactement au sol, pour qu'on puisse connecter en ce point une ligne coaxiale de 52 ohms. Si l'antenne se trouve à plusieurs mètres au-dessus du sol, il faudra une longueur appréciable de fil pour aller à la prise de terre. Comme ce fil supplémentaire constitue une partie de l'antenne, nous n'avons plus une antenne en quart d'onde et l'aérien ne fonctionne pas comme prévu.

Comme le pied de l'antenne doit être exactement au sol, il n'est pas possible d'installer celle-ci au sommet d'un poteau, à moins que le système de prise de terre puisse également être monté au sommet comme c'est le cas pour une antenne à plan de terre artificiel (antennes ground-plane). Les fréquences inférieures rendent habituellement cette disposition impossible, et de plus, l'on n'y gagnerait rien, sauf dans une région dans laquelle une construction métallique se trouve dans le champ de l'antenne.

Il est parfaitement possible de faire l'installation sur un toit horizontal ou à faible pente. Mais dans ce cas, la prise de terre nécessitera des conducteurs rayonnants plus nombreux (radians) et il faudra procéder à des expériences pour obtenir le meilleur fonctionnement possible.

Comme l'antenne peut être fournie prête à être installée, le principal problème d'une bonne installation est constitué par la prise de terre.

Comment installer une bonne prise de terre ?

Nous décrirons d'abord le système de base, qui est une installation au niveau du sol, puisque c'est cette installation qu'il faut préférer. Nous décrirons ensuite des variantes, pour les cas où la surface des terrains dont on dispose est limitée. Ces variantes s'appliquent également à d'autres emplacements.

Les prises de terre recommandées par la F.C.C. pour les stations de radiodiffusion comprennent au moins 120 conducteurs rayonnants. Chacun de ces conducteurs a la même longueur que l'antenne, et part du pied pour atteindre une circonférence extérieure autour de l'antenne...

Fort heureusement, un nombre minimal de quatre conducteurs rayonnants, ayant à peu près la longueur équivalente de l'antenne, sera habituellement suffisant pour les installations d'amateurs (voir fig. XIII-67).

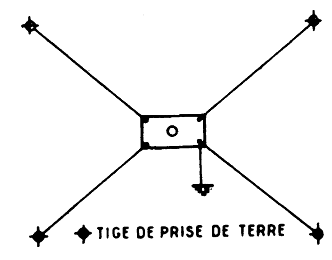


Fig. XIII-67

Si cela est possible, on installera un plus grand nombre de conducteurs rayonnants pour améliorer le fonctionnement. De préférence, tous ces conducteurs rayonnants doivent comporter une tige de prise de terre au centre, comme indiqué sur la figure. Les conducteurs rayonnants peuvent être enfouis dans le sol ou laissés sur le sol. Dans cette dernière éventualité, ils s'y enfouissent habituellement d'une façon progressive si on ne les en empêche pas.

Si l'espace disponible est trop petit pour qu'on puisse installer des conducteurs rayonnants ayant la longueur recommandée par le fabricant de l'antenne, on peut replier légèrement ces conducteurs ou les sectionner à une longueur un peu plus courte, mais par contre, en installer un plus grand nombre. Si l'espace disponible est inférieur à ce qui est nécessaire pour une prise de terre normale, on peut adopter la disposition de la figure XIII-68. La dimension A ne doit pas être inférieure à la moitié de la hauteur totale de l'antenne.

Si l'espace disponible est rectangulaire au lieu d'être carré, la prise de terre est satisfaisante si elle couvre à peu près la même superficie et si elle est installée de la même façon. On peut également installer la prise de terre d'antenne d'une façon excentrée, comme indiqué figure XIII-69.

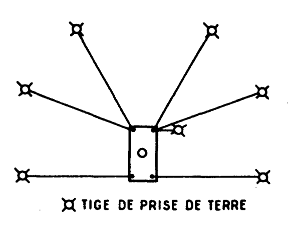


Fig. XIII-69

Installation sur un toit

Toutes les méthodes décrites pour les installations au sol peuvent également être employées pour des installations sur une toiture. Il est incommode d'installer de nombreuses tiges de prise de terre, mais il faut en installer au moins une. Cette prise de terre doit être constituée par un gros conducteur qui rejoint directement une tige de prise de terre ou un tuyau de distribution d'eau. Cette prise de terre est indépendante de celle qui doit également se faire par le conducteur extérieur de la ligne coaxiale.

Les toitures métalliques constituent de bonnes prises de terre, à condition que les divers éléments métalliques assurent de bons contacts électriques et ne soient ni rouillés, ni fortement corrodés dans les joints. Un conducteur court est nécessaire entre le pied d'antenne et la toiture. Celle-ci doit être bien mise à la terre.

Protection contre la foudre

Un parafoudre à cornes ou à boules bien étudié, et installé au pied de l'antenne, protège convenablement l'immeuble et le matériel. Un intervalle de décharge de 3 mm entre les conducteurs ou les boules ne laissera pas passer une décharge à la puissance maximale permise. La figure XIII-70 représente un parafoudre à cornes dont la réalisation est facile.

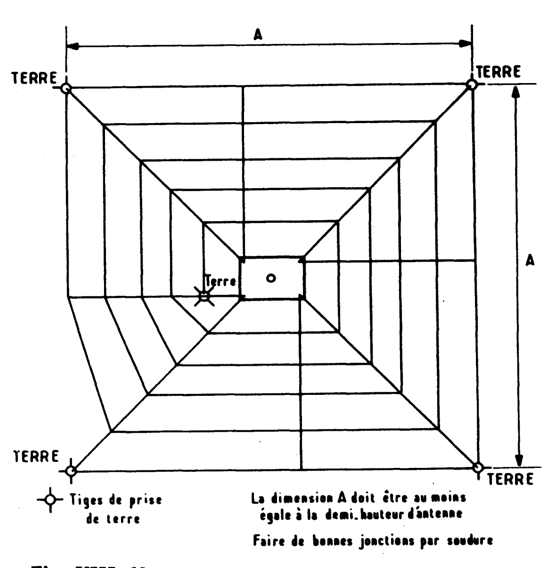


Fig. XIII-68

ANTENNE
TIGES DE LAITON DE ⌀ = 4 mm
BASE

Fig. XIII-70

Haubanage

Il faut se conformer aux instructions des fabricants au sujet du haubanage. Dans les cas où les câbles de haubanage ne sont pas métalliques (par exemple câbles en matière plastique) et où la longueur de câble fournie est insuffisante (cas d'une installation peu habituelle), on peut prolonger ces câbles avec des fils ou des câbles métalliques qui sont interrompus par des isolateurs. Il faut employer des câbles en matière plastique quand on peut s'en procurer. Il n'est pas recommandé d'utiliser un bâtiment comme support, car les éléments métalliques de cette construction provoquent une absorption. Mais une telle installation peut cependant être satisfaisante si l'on ne dispose d'aucun autre emplacement.

Longueur du feeder

Comme une antenne verticale peut être placée près du poste émetteur, on a tendance à raccourcir la ligne de transmission autant qu'on le peut. Avec les lignes coaxiales, cela peut provoquer des difficultés aux fréquences inférieures, par suite des résonances de ligne. On peut éviter cet inconvénient en donnant à la ligne une longueur équivalente au moins à la demi-longueur d'onde électrique de la fréquence minimale.

Avec une ligne coaxiale du type RG, les longueurs sont les suivantes :

— 7 m pour une longueur d'onde de 20 m.

— 13,75 m pour une longueur d'onde de 40 m.

— 27,50 m pour une longueur d'onde de 75 à 80 m.

Antenne verticale 3,5 - 7 et 14 MHz

Cette réalisation est représentée sur la figure XIII-71. Le système rayonnant proprement dit est constitué par le tube vertical T ; il s'agit d'un tube en acier galvanisé de 100 mm de diamètre et de 12 mètres de longueur. Ce tube repose sur une base isolante B en porcelaine, stéatite, pyrex, etc. fixée sur un dé en béton. Par ailleurs, le tube est maintenu verticalement par trois haubans en fil de fer galvanisé (h) de 2 mm de diamètre fixés aux deux-tiers de la hauteur.

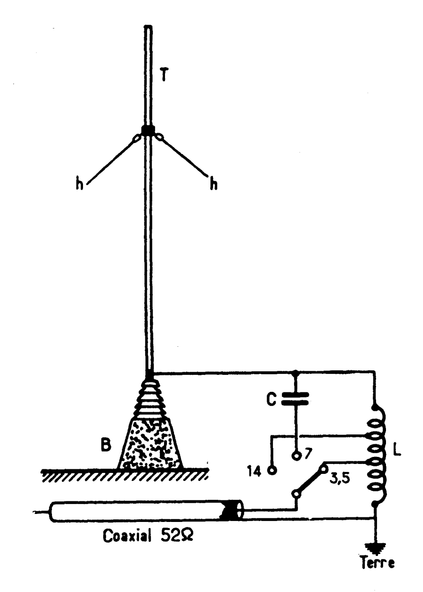


Fig. XIII-71

Ces haubans sont immédiatement isolés du tube par des isolateurs en pyrex ; ils sont ensuite coupés tous les trois mètres par d'autres isolateurs (en porcelaine).

L'attaque à la base se fait par l'intermédiaire d'un circuit spécial à commutations pour les trois bandes 3,5 - 7 et 14 MHz.

L'inverseur est du type à galette en stéatite avec contacts doubles renforcés. Il peut être manœuvré manuellement par un simple bouton-flèche ; mais pour plus de confort, rien n'empêche de le commander à distance, depuis la station, à l'aide d'un sélecteur rotatif pas à pas, par exemple.

La bobine L présente les caractéristiques suivantes : 9 tours en tube de cuivre de 6 mm de diamètre ; diamètre de l'enroulement : 150 mm ; longueur de l'enroulement : 150 mm ; prises à trois tours de chaque extrémité. La base de la bobine L doit être reliée à une excellente prise de terre, au pied même de l'antenne.

Quant au condensateur C (utilisé sur 7 MHz), il s'agit d'un condensateur variable ou ajustable *à air* réglé pour une capacité de 200 pF.

L'alimentation est faite par un feeder coaxial du type 52 Ω qui sera avantageusement enterré entre la station et le pied de l'antenne.

*
* *

Antenne GPA5 toutes bandes

Dans le domaine des réalisations commerciales, nous pouvons citer l'antenne GPA5 (Fritzel) prévue pour les cinq bandes décamétriques. Cette antenne est conçue pour être utilisée *au sommet d'un mât métallique* et elle comporte un fouet vertical d'une hauteur de l'ordre de 5,20 m accordé par diverses trappes sur 3,7 - 14,2 - 21,2 et 28,5 MHz ; la particularité de cet aérien est de comporter un doublet *horizontal* raccourci par intercalation de bobinages et accordé sur 7,05 MHz ; par ailleurs, des radians sont prévus pour équilibrer le fonctionnement du fouet vertical. Le feeder est du type coaxial 52 ou 75 Ω (voir fig. XIII-72).

Comme dans toutes les antennes à trappes, ce sont ces dernières qui, par leurs résonances, sectionnent électriquement automatiquement le fouet en différents quarts d'onde selon la bande de fonctionnement.

En partant de la base, une première trappe accordée sur 28,5 MHz isole une première partie de tube de 2,50 m de long environ qui fonctionne dans la bande 10 m ; nous obtenons ainsi une antenne « ground plane » quart d'onde classique.

Une seconde trappe accordée sur 21,2 MHz permet le trafic dans la bande 15 m, la trappe 28 MHz se comportant alors comme une simple *bobine* ; l'ensemble fonctionne ainsi comme un quart d'onde raccourci par la présence et l'effet de cette « bobine ».

Un simple bobinage 14 MHz permet à son tour le trafic dans la bande 20 m ; comme précédemment, les trappes 28 et 21 MHz se comportent comme des simples « bobines », et de nouveau l'ensemble forme un quart d'onde raccourci.

Enfin, la totalité du fouet vertical se trouve accordé vers 3,7 MHz ; une modification de cette fréquence de résonance dans la bande 80 m est possible par l'ajustement d'une tige coulissante télescopique au som-

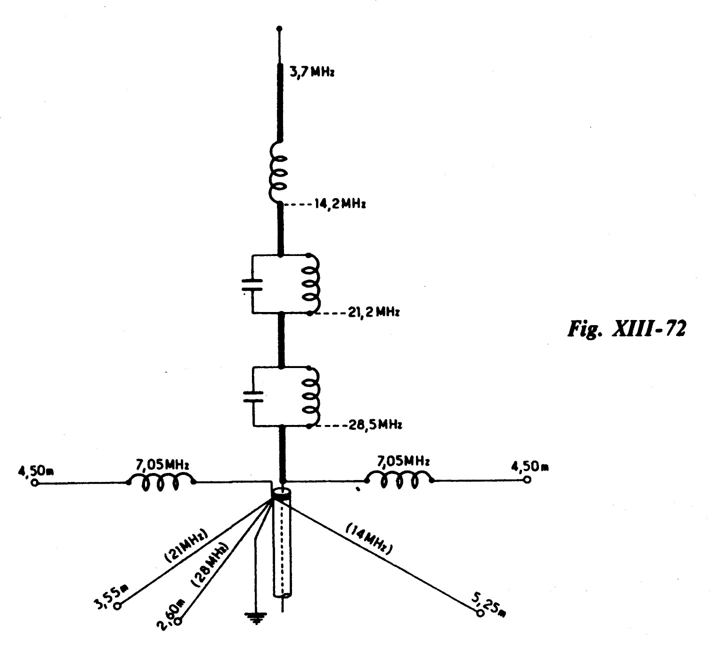


Fig. XIII-72

met du fouet (modification de 100 kHz pour 10 cm environ).

Pour un bon fonctionnement sur la bande 80 m, la base de l'antenne (masse où se trouve raccordée la gaine du câble coaxial, ainsi que le mât métallique supportant l'ensemble) doit être reliée à une excellente prise de terre par un fil de cuivre de forte section.

Sur les bandes 10, 15 et 20 m, l'équilibrage électrique est obtenu par des radians dont les longueurs respectives sont : 2,60 - 3,55 et 5,25 m ; ces radians doivent faire un angle compris entre 50 et 80° par rapport au mât suivant l'impédance du câble coaxial utilisé (50° pour 75 Ω ; 80° pour 52 Ω).

Enfin, comme nous l'avons dit, sur la bande 40 m le rayonnement s'effectue par un dipôle horizontal raccourci par deux bobines intercalées.

*
* *

Autres antennes verticales commerciales

En ce qui concerne les antennes verticales commerciales fonctionnant en polarisation verticale sur toutes les bandes, nous pouvons citer les antennes à trappes Mosley suivantes :

Type V_3 : Pour bandes 10-15-20 m ; hauteur 3,60 m.

Type $V_{4\text{-}6}$: Pour bandes 10 - 15 - 20 - 40 m ; hauteur 6,10 m. Une bobine additionnelle est prévue pour être montée éventuellement à la base de cette antenne pour l'obtention de son fonctionnement sur 80 m.

Type $V_{4\text{-}8}$: Pour bandes 40 et 80 m ; hauteur 15,93 m.

Type V_5 : Pour bandes 10 - 15 - 20 - 40 - 80 m ; hauteur 13,40 m.

En principe, le feeder à utiliser est un coaxial de type 52 Ω.

Normalement, ces types d'antennes sont à installer à même le sol, avec une bonne prise de terre à la base (recommandation Mosley). Si l'on doit les installer au sommet d'un mât, il faudra reconstituer un plan de terre artificiel à l'aide de radians, comme cela est exposé au sous-titre « Généralités ».

Nous relevons également des fabrications intéressantes d'antennes verticales multi-bandes chez Gotham et chez Hy-Gain.

Enfin, citons l'antenne verticale 4-BTV de Hustler ; impédance 50 Ω ; hauteur 6,53 m. Elle couvre les bandes 10 - 15 - 20 - 40 et 80 m ; pour la bande 80 m, il faut ajouter en haut de l'antenne un résonateur type RM 80 ou RM 80 S (hauteur 1,31 m). Cette antenne peut s'installer sur un toit avec radians, au sol avec radians ou au sol sans radians. Dans toutes les bandes, le T.O.S. reste toujours inférieur à 2 (voire à 1,5).

•

H) Antennes dirigées

Nous présentons sous ce titre quelques aériens permettant de diriger l'émission plus spécialement sur une région, sur un continent donné. Cependant, les montages d'aériens directifs ne sont intéressants pour l'amateur que lorsque cette directivité peut être modifiée facilement.

Pour cela, la solution la plus élégante est très certainement apportée par les antennes rotatives.

Nous passerons sous silence les antennes Rhombic, Diamont, antennes-rideaux et autres, sortant du domaine de l'amateur.

Disons tout de suite que l'on utilise généralement les aériens rotatifs uniquement sur V.H.F. et sur les bandes dites des 10, 15 et 20 mètres maximum. Sur les autres gammes, les dimensions de l'antenne deviennent exagérées pour réaliser facilement un système tournant quelconque.

1° « Antenne-carreau » dirigée Chireix-Mesny - Cubical-Quad
(fig. XIII-73).

Ce système ne peut guère être utilisé que sur 21 et 28 MHz, tout au moins pour être monté rotatif. En fait, sur 14 MHz, l'ensemble prend des dimensions telles que le montage devient parfois laborieux.

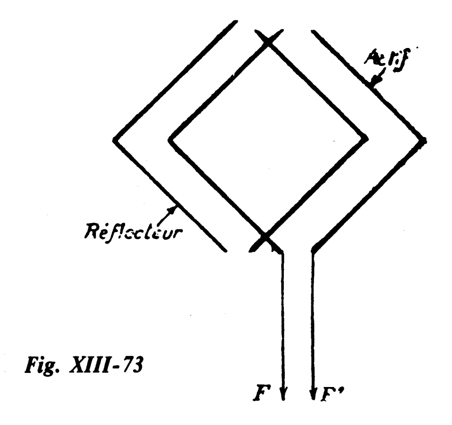


Fig. XIII-73

Les côtés du carré ont une dimension égale à 0,95 $\lambda/2$, et les brins sont séparés au sommet par une distance de 10 centimètres environ.

L'alimentation se fait par feeder double à ondes stationnaires ou progressives, suivant le mode d'adaptation des impédances choisi.

Les brins réflecteurs (brins parasites) sont de même forme que les brins rayonnants (radiateurs), mais ils sont un petit peu plus long ($\lambda/2$) ; ils sont placés derrière ceux-ci à une distance de 0,25 λ maximum. Lorsque les brins parasites sont plus courts que ceux du radiateur, ils fonctionnent en directeurs.

Au lieu de faire l'attaque à un sommet du carré, on peut la faire dans le milieu d'un côté. De même, il est possible de réduire considérablement l'espacement entre directeur et radiateur, tout comme il est possible de *fermer* le carré directeur (ou réflecteur) ainsi que le sommet du radiateur opposé symétriquement à l'attaque. Tout ceci n'agit pratiquement que sur l'impédance des points où l'on alimente l'antenne.

A titre d'exemple, pour un radiateur de 0,95 $\lambda/2$ de côté, fermé du côté opposé à l'attaque, avec un directeur carré totalement fermé de 0,92 $\lambda/2$ de côté, et un espacement de 0,12 λ entre radiateur et directeur, l'impédance caractéristique aux points d'alimentation est de l'ordre de 70 à 75 Ω.

Le gain en champ dû au réflecteur (ou au directeur) est de 1,5 environ pour un espacement de 0,25 λ, et de 1,8 environ pour un espacement de 0,12 λ.

C'est cette bonne vieille « antenne-carreau » qui, avec quelques variantes de réalisation pratique, nous est revenue des U.S.A. sous le nom de « Cubical Quad » et qui semble alors fort appréciée par certains amateurs de DX.

2° Antenne directive, 3 éléments, bandes 14-21-28 MHz

La présente description se rapporte à une antenne « beam » à trois éléments, à trappes, pour les bandes 14 - 21 - 28 MHz. La technique des trappes, circuits-bouchons isolant automatiquement telle ou telle partie de l'antenne selon la fréquence de fonctionnement, est maintenant suffisamment connue des radioamateurs pour qu'il soit dispensé d'y revenir.

De telles antennes existent évidemment dans le commerce, mais le modèle que nous décrivons ici a été entièrement construit par un radioamateur, notre ami F6 ECW que nous tenons à remercier pour tous les renseignements et caractéristiques de fabrication qu'il a bien voulu nous communiquer.

Les trappes constituant les organes les plus délicats à réaliser, c'est par elles que nous allons commencer la description de cette antenne.

Reportons-nous à la figure XIII-74. Les trappes sont faites sur des mandrins A en isolant H.F. de qualité (polystyrène, par exemple) de 150 mm de long pour les trappes 10 m et 180 mm de long pour les trappes 15 m. Chaque mandrin est constitué par un cylindre plein de 16 mm de diamètre ; chaque extrémité, sur une longueur de 50 mm, est réduite à 14 mm de diamètre afin de s'emmancher à l'intérieur des tubes 16 × 14 constituant les éléments de l'antenne. La partie centrale d'une longueur de 50 ou de 80 mm (selon le cas) est filetée au pas de 150.

Les bobinages sont exécutés en fil de cuivre nu de 10/10 de mm ; les extrémités des enroulements sont connectées sur le tube aluminium des éléments à l'aide de vis parker et de rondelles éventails, vis servant en même temps à la fixation du mandrin aux éléments.

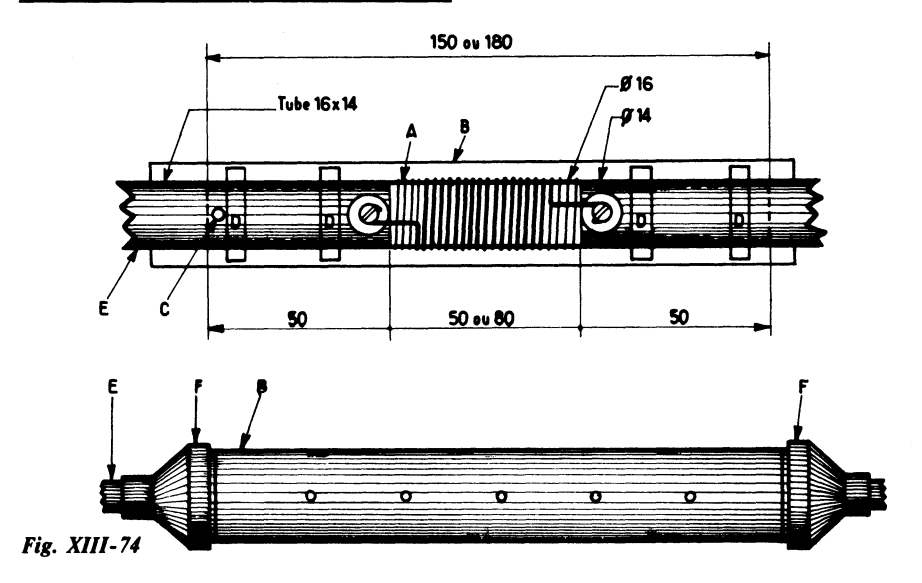


Fig. XIII-74

Les nombres de tours des bobinages sont les suivants :

Pour le radiateur :

Trappes pour la bande 10 m = 22 spires (longueur de l'enroulement = 35 mm environ).

Trappes pour la bande 15 m = 39 spires (longueur de l'enroulement = 60 mm environ).

Pour le réflecteur et le directeur :

Trappes pour la bande 10 m = 26 spires (longueur de l'enroulement = 42 mm environ).

Trappes pour la bande 15 m = 42 spires (longueur de l'enroulement = 66 mm environ).

Les condensateurs en parallèle sur chaque bobinage sont constitués par un tube d'aluminium B assurant en même temps la protection de la trappe. Comme il s'agit d'une capacité répartie par rapport aux éléments de l'antenne et aux bobinages, les dimensions de ces tubes-condensateurs sont très importantes et doivent impérativement être respectées.

La longueur du tube-condensateur, pour le radiateur, est de 210 mm pour les trappes 10 m, et de 232 mm pour les trappes 15 m.

Pour le réflecteur et le directeur, la longueur des tubes-condensateurs est de 170 mm pour les trappes 10 m, et de 210 mm pour les trappes 15 m.

Ces tubes-condensateurs ont un diamètre extérieur de 25 mm et un diamètre intérieur de 23 mm.

Pour éviter toute excentricité et pour maintenir une bonne rigidité de l'ensemble, on place à l'intérieur quatre rondelles *isolantes* D (2 à chaque extrémité) ayant un diamètre extérieur de 23 mm, un diamètre intérieur de 16 mm et une épaisseur de 5 mm.

La fixation du tube-condensateur et sa connexion électrique à l'élément E de l'antenne se font *d'un seul côté,* au point C, à l'aide d'un boulon ou d'une vis parker avec rondelle éventail. Cette vis (ou ce boulon) se place à 40 mm sur l'élément rayonnant en partant du bobinage et à 30 mm de l'extrémité du tube-condensateur ; la partie « ouverte » du condensateur est orientée vers l'extrémité de l'élément rayonnant.

Les extrémités de chaque trappe sont obturées par deux cloches en matière plastique isolante F pour l'étanchéité. Sur le *dessous* du tube-condensateur, on perce quelques trous de 5 mm de diamètre pour per-

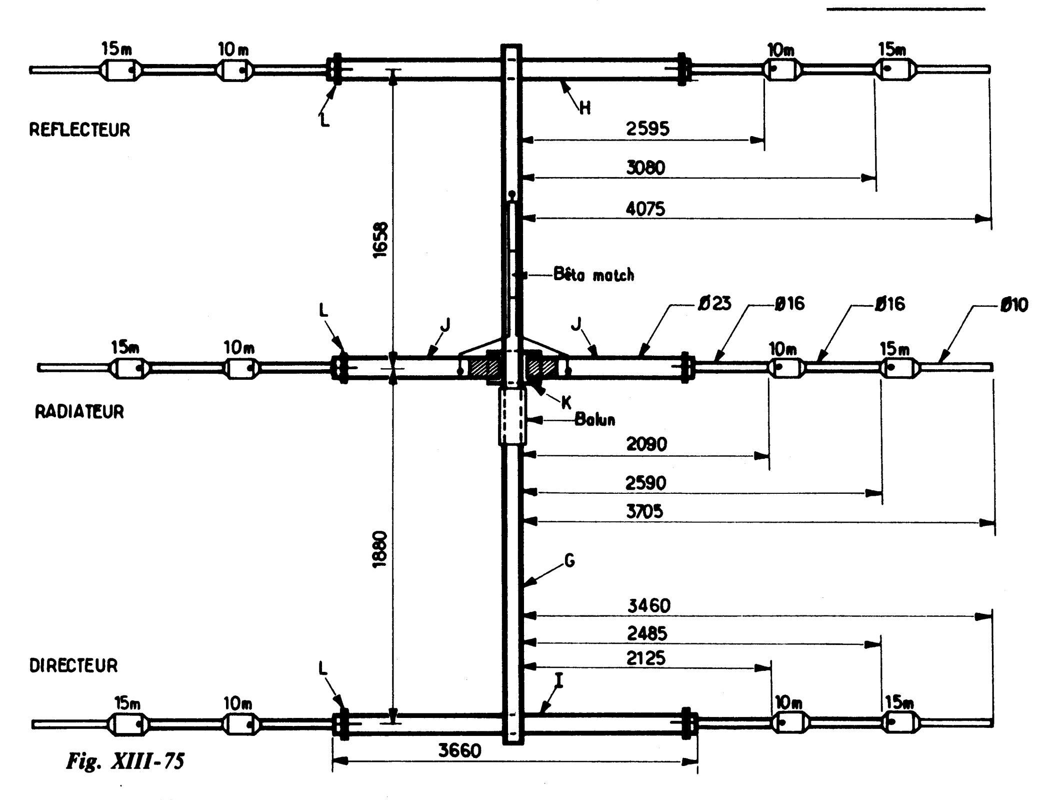


Fig. XIII-75

mettre l'évacuation de la condensation éventuelle.

Les fréquences de résonance des trappes (et par conséquent, leur efficacité en circuits *« bouchons »*) peuvent être vérifiées au dip-mètre ; mais ne pas omettre de les munir de leurs tubes (éléments radiateur, directeur ou réflecteur). Sans cela, les fréquences mesurées seraient fausses et sans aucune valeur.

L'aspect général de l'antenne est représenté sur la figure XIII-75. Le traversier ou « boom » G est un tube d'aluminium de 35 mm de diamètre. Les tubes principaux H et I des éléments réflecteur et directeur sont des tubes d'aluminium de 23 mm de diamètre extérieur et de 20 mm de diamètre intérieur. Ces tubes ont une longueur de 3,66 m et ils sont fixés dans leur partie médiane au boom d'une manière non isolée.

Par contre, le tube principal de l'élément radiateur est constitué par deux tubes J de 1,80 m de longueur chacun, assemblés par un manchon isolant K et également fixés au boom par des brides isolantes (espacement entre les deux extrémités des tubes J à l'intérieur du manchon isolant K = 55 mm).

Les dimensions des éléments sont directement indiquées sur la figure XIII-75, ainsi que les espacements d'axe en axe entre éléments réflecteur, radiateur, directeur.

En ce qui concerne plus particulièrement l'élément radiateur, les longueurs données ne sont que des indications ; elles doivent être soigneusement ajustées après montage de l'ensemble de l'antenne par mesure de la fréquence de résonance au dip-mètre pour chacune des trois bandes.

Les tubes principaux H, I et J sont fendus à leurs extrémités sur 35 mm de longueur par quatre traits de scie. Chaque extrémité reçoit un collier à vis L qui, par son serrage, permet de pincer et de bloquer les tubes de 16 mm de diamètre porteurs des trappes.

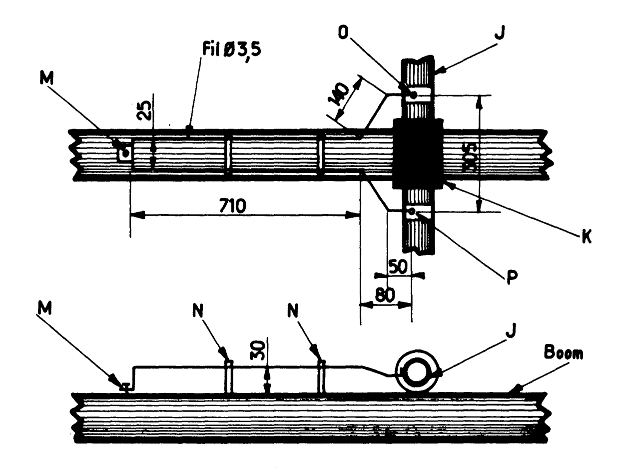


Fig. XIII-76

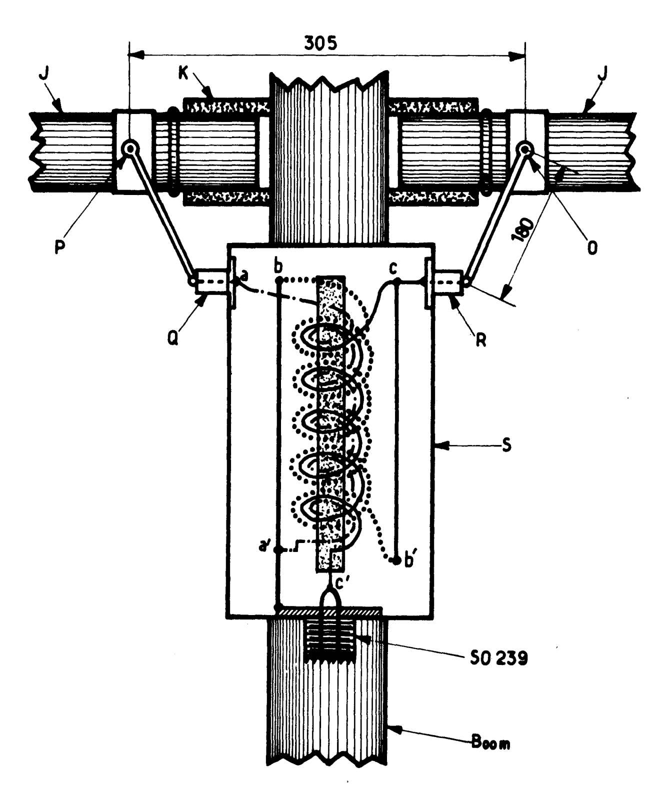


Fig. XIII-77

Dans le but d'alléger, les tubes d'extrémités de chaque élément peuvent avoir un diamètre de 10 mm.

Si l'on veut éviter une « flèche » trop importante pour les trois éléments, ces derniers peuvent être montés sur des longerons en chêne (section 40 × 70 mm ; longueur 3 m). Ces longerons sont porteurs de quatre colonnettes en stéatite chacun, et les éléments sont fixés sur ces colonnettes.

La fixation du boom au mât rotatif s'effectue par brides et boulons, sous le balun, c'est-à-dire à environ 1,58 m de l'élément directeur.

La figure XIII-76 représente le croquis du bêta-match d'adaptation. Il s'agit d'une sorte d'épingle à cheveux dont les extrémités sont fixées par vis et colliers sur les tubes J avec un écartement de 305 mm (points O et P). On utilise du fil de cuivre nu de 3,5 mm de diamètre plié aux cotes indiquées sur le schéma. Au point nodal du bêta-match, on soude une petite équerre en laiton fixée elle-même par vis parker et rondelle éventail au tube boom (point M). Le bêta-match est maintenu parallèlement à 30 mm du tube boom par deux entretoises isolantes N (polyéthylène).

Enfin, le balun symétriseur est représenté sur la figure XIII-77. Il s'agit d'un balun sur ferrite à trois fils réalisant l'adaptation symétrique-asymétrique, sans modification d'impédance. Ce balun est raccordé aux tubes J aux mêmes points que le bêta-match (points O et P).

Sur un barreau de ferrite, qualité H.F., de 70 mm de longueur et de 12,5 mm de diamètre, on effectue huit tours avec trois fils en cuivre émaillé de 20/10 de mm enroulés en même temps en spires jointives. On veillera à bien respecter les points de raccordement pour chaque fil *aa', bb', cc'*.

Ce bobinage est placé à l'intérieur d'un boîtier étanche S fixé sur le boom. Les sorties, côté radiateur, s'effectuent à l'aide de deux pièces de traversée en stéatite Q et R. L'autre extrémité du boîtier comporte un socle SO 239 pour le raccordement du câble coaxial 52 Ω (longueur quelconque) de liaison au transceiver.

Pour la clarté du dessin, sur la figure XIII-75, nous avons représenté le balun et le bêta-match de part et d'autre du dipôle radiateur ; mais on peut tout aussi bien monter le balun de l'autre côté et le fixer (sur le boom) diamétralement opposé au bêta-match.

Les caractéristiques électriques de cette antenne sont les suivantes :

— Gain dans la direction privilégiée par rapport à un dipôle simple = 8 dB.

— Rapport avant-arrière = 25 dB.

— Taux d'ondes stationnaires = 1,5 à la résonance, pouvant atteindre 2 à 2,5 aux extrémités des gammes.

— Impédance à la prise SO 239 = 52 Ω.

Les longueurs des éléments indiquées sur la figure XIII-75 constituent un compromis pour les sous-bandes « graphie » et « phonie » des gammes 10, 15 et 20 m. Si l'on veut favoriser les sous-bandes « graphie », on allongera *très légèrement* les éléments en faisant coulisser les tubes porteurs de trappes à l'intérieur des tubes principaux H, J et I ; on n'oubliera pas ensuite de resserrer les colliers L. Au contraire, si l'on désire favoriser les sous-bandes « phonie », on raccourcira *très légèrement* les éléments par rapport aux dimensions indiquées sur la figure XIII-75.

Les fréquences de résonance de l'ensemble de l'antenne peuvent être mesurées (et donc ajustées) à l'aide d'un dip-mètre ; on raccorde simplement quelques spires de fil aux bornes de la prise SO 239 pour permettre le couplage du dip-mètre. Quant aux taux d'ondes stationnaires, ils seront mesurés et vérifiés comme à l'accoutumée, c'est-à-dire par l'intercalation d'un TOS-mètre à la sortie de l'émetteur (vérification à effectuer sur les trois bandes).

•

Notes sur les aériens rotatifs

1° Les aériens formant des ensembles très légers, peuvent facilement se monter sur une petite charpente de bois avec des isolateurs-colonnes pour la fixation des brins radiateurs et parasites. Cette char-

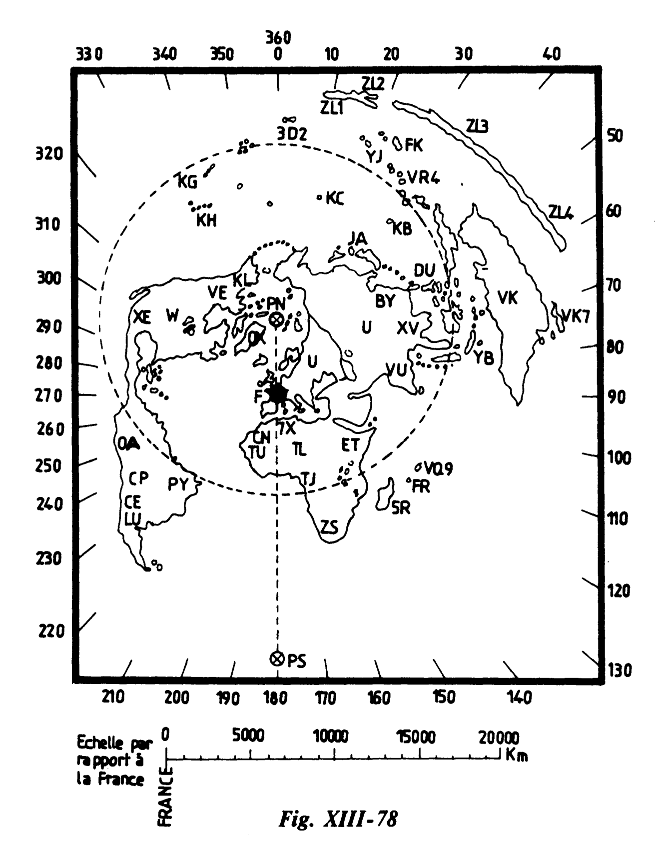


Fig. XIII-78

pente est alors installée au sommet d'un mât rotatif (bois ou métal) mû mécaniquement, à la main ou électriquement.

2° Pour indiquer la direction de l'antenne à l'intérieur de la pièce où se trouve l'émetteur, il est facile d'imaginer un « doigt » de contact tournant avec l'aérien et se promenant sur des petits plots disposés circulairement. Ces plots sont reliés par des fils à des petites ampoules placées sur une « rose des vents ». L'ampoule éclairée indique la direction du faisceau émis par l'antenne (un vulgaire transformateur de sonnerie suffit comme source d'alimentation).

Pour l'orientation la plus favorable, on utilisera avec profit un planisphère spécial représentant en *vraie direction* et en *vraie distance* tous les points du globe *par rapport à la France.*

Une telle carte, à projection azimutale, centrée sur la France, est donnée sur la figure XIII-78. Les croix cerclées PN et PS représentent respectivement les pôles Nord et Sud géographiques. La ligne pointillée joignant les pôles indique le méridien zéro (méridien de Paris) ; quant à la ligne pointillée simili-circulaire, elle représente l'équateur. Il convient de noter la *déformation* de certains pays (notamment Australie et Nouvelle-Zélande) comparativement à l'aspect qu'on leur connaît par les atlas classiques.

Afin de ne pas encombrer la carte, nous n'avons indiqué que quelques pays, et ce, simplement par leur préfixe de nationalité ; le lecteur ignorant la signification de ces préfixes officiels trouvera toutes explications au chapitre XIX, § 3.

L'orientation en degrés d'un pays donné,

par rapport à la France, est donnée par la graduation du cadre (0-360°). Cette graduation a été faite par rapport au nord géographique. L'orientation déterminée, il suffit de diriger l'aérien dans la direction à l'aide d'une boussole ou du dispositif électrique précédent ; rappelons, toutefois, que le nord géographique est situé à environ 6° Est du Nord magnétique indiqué par la boussole (1).

La distance d'une liaison (QSO) peut être mesurée à l'aide de l'échelle ; mais précisons bien que cette carte ne donne les orientations et distances vraies que par rapport à la France.

•

Système de rotation électromécanique pour antennes tournantes

Le problème réside souvent dans la commande à distance de l'orientation de l'antenne depuis la station, avec indication de la direction pour la gouverne de l'opérateur.

Certes, il existe de nombreux modèles de rotateurs commerciaux permettant d'obtenir facilement une telle commande à distance.

Mais le radioamateur aime bien souvent construire lui-même la plus grande part de ses appareils. Nous laisserons de côté ici les divers systèmes d'entraînement purement mécaniques, avec chaîne de bicyclette et autres agencements plus ou moins folkloriques. C'est un montage électromécanique, soigneusement éprouvé, qui fait l'objet de cette description et qui peut convenir aussi bien pour une antenne décamétrique que pour une antenne VHF.

Chez un démolisseur de voitures automobiles, on commence par se procurer un bon moteur 12 volts d'essuie-glace. Qualités essentielles : puissant et robuste ; l'encombrement importe peu.

Attention, le choix du type du moteur est également très important. Pour plus de simplicité dans la réalisation, nous conseillons de prendre un moteur assez récent **à aimant permanent ;** certes, un moteur plus ancien avec inducteur et induit bobinés du type série peut également convenir... mais il faudra prévoir un pont de diodes en supplément. Nous verrons cela plus loin. Ajoutons qu'un moteur avec inducteur et induit en parallèle ne convient pas.

Le type du moteur d'essuie-glace étant judicieusement choisi, on supprime le dispositif de came, de bielle et manivelle commandant les balais de l'essuie-glace proprement dit ; mais on conservera soigneusement le système démultiplicateur (généralement vis sans fin et pignon) placé à la suite de l'axe-moteur et réduisant la vitesse de rotation.

On examine le rapport de démultiplication ainsi obtenu, et le cas échéant, il nous faudra monter un train d'engrenages démultiplicateur complémentaire ; en effet, entre l'axe du moteur proprement dit et l'axe final supportant l'antenne, il nous faut obtenir un rapport total de démultiplication de l'ordre de 1/350 à 1/400.

Bien entendu, tout cela est essentiellement une question de réalisation mécanique ; mais il est bien évident que le radioamateur qui entreprend une telle construction doit être adroit de ses mains... et un peu mécanicien.

Concernant le moteur électrique à proprement parler, avant son installation, on vérifiera l'état des balais (charbons) et le cas échéant, on en montera des neufs afin de ne pas être ennuyé par la suite pour leur remplacement.

Une seconde petite section mécanique à étudier est la suivante : L'indication de l'orientation de l'antenne est fournie par la rotation d'un potentiomètre bobiné linéaire de 1 kΩ qui tourne en même temps que le tube supportant l'antenne. Cette dernière doit évidemment tourner de 360° ; or, l'angle de rotation d'un potentiomètre est moindre et varie entre 310° et 340° (selon le modèle ou la fabrication). Il est donc nécessaire de faire la commande de rotation du potentiomètre à partir de l'axe de l'antenne par l'intermédiaire d'un jeu d'engrenages légèrement démultiplicateur facile à calculer.

L'ensemble de cette réalisation électromécanique est représenté sur la figure XIII-79.

(1) Cet angle est, d'ailleurs, légèrement variable dans le temps, et la valeur de la déclinaison indiquée est valable pour la France.

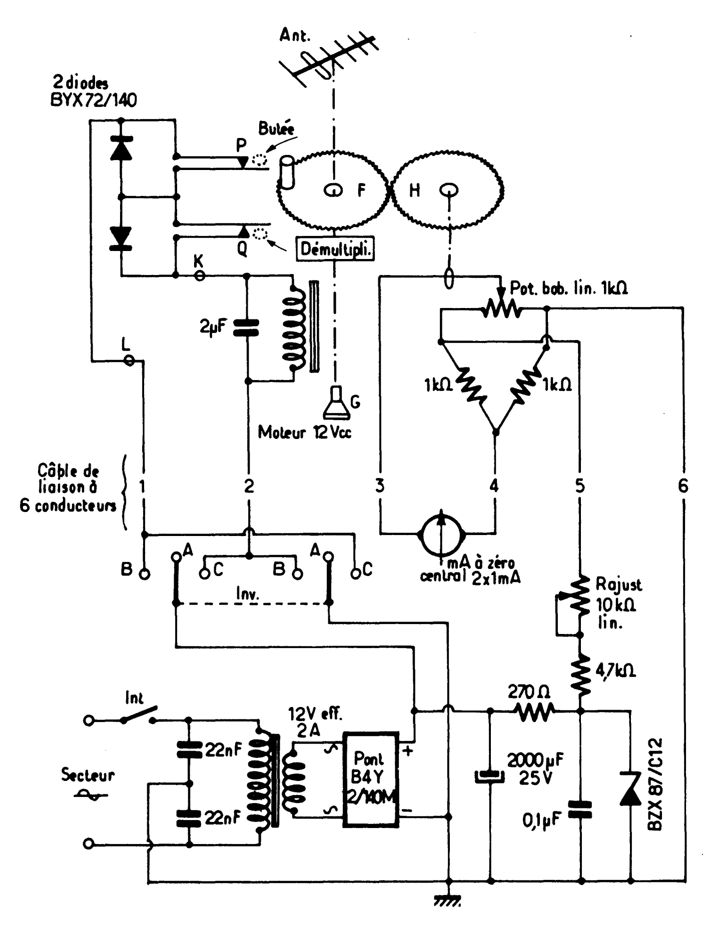


Fig. XIII-79

En bas, nous avons les dispositifs d'alimentation, de commande, et l'indicateur d'orientation (le tout étant monté dans un petit boîtier métallique laissé au goût du constructeur).

En haut de la figure, nous avons tout le dispositif d'entraînement, de démultiplication, d'arrêt de fin de course, etc. qui se trouve monté dans un boîtier étanche (attention aux intempéries) et installé en haut du mât support d'antenne. Entre la sortie de l'axe démultiplié et l'antenne, un tube d'une longueur de 1 mètre suffit. Réaliser partout des fixations extrêmement robustes ; penser aux rafales de vent.

Dans la réalisation représentée sur la figure XIII-79, nous avons prévu l'utilisation d'un moteur à aimant permanent.

La liaison électrique entre les deux sections est effectuée par un câble à 6 conducteurs sous gaine de plastique (des conducteurs de 10/10 de mm suffisent).

Examinons d'abord la constitution du boîtier de commande. L'alimentation comporte un interrupteur général **Int.** suivi d'un transformateur abaisseur de tension (secondaire 12 à 12,6 V eff. 2 A) ; le redressement est effectué par un pont type B 4 Y 2/140 M (R.T.C.) avec filtrage par un condensateur de 2 000 μF. A la sortie de ce redresseur,

nous avons un inverseur **Inv.** à 3 positions : position A = arrêt ; sur les positions B et C, on applique le courant sur le moteur avec inversion des polarités d'une position par rapport à l'autre, ce qui fait donc tourner le moteur soit dans un sens, soit dans l'autre (lignes 1 et 2).

Il est bien évident que la tension continue en sortie du redresseur varie selon que le moteur est alimenté ou qu'il ne l'est pas (tension plus élevée lorsque l'alimentation ne débite presque pas). Or, pour l'alimentation du circuit indicateur d'orientation, nous avons besoin d'une tension continue **stable.** En conséquence, nous avons intercalé une stabilisation à l'aide d'une diode Zener type BZX 87/C 12 régulant la tension d'alimentation appliquée au circuit indicateur (lignes 5 et 6).

Passons maintenant au boîtier supérieur assurant la rotation de l'antenne. Nous avons schématisé succinctement le moteur pour courant continu de 12 V, son système de démultiplication et l'axe supportant l'antenne (tube reposant dans une crapaudine à billes G).

Cet axe est porteur d'un plateau d'engrenage F muni d'une butée dont nous verrons l'utilité ultérieurement. L'engrenage F entraîne l'engrenage H fixé sur l'axe d'un potentiomètre bobiné linéaire de 1 kΩ et une légère démultiplication s'y trouve réalisée. En effet, nous rappelons que pendant que l'antenne effectue une rotation de 360°, l'axe du potentiomètre ne peut faire, lui, que 310 à 340° selon le modèle.

Ce potentiomètre est monté en pont de Wheatstone avec deux résistances identiques (vérifiées à l'ohmmètre) de 1 kΩ chacune, et l'on applique la tension stabilisée de 12 V entre deux extrémités de ce pont (lignes 5 et 6).

Les deux extrémités du pont (point commun des résistances de 1 kΩ et curseur du potentiomètre) aboutissent au milliampèremètre servant d'indicateur de direction (lignes 3 et 4).

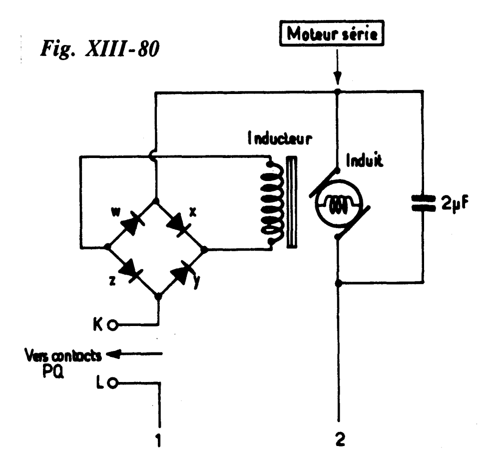
Ce milliampèremètre est du type à zéro central et présente des déviations pour 2 × 1 mA ; l'aiguille est verticale (donc à zéro) lorsque le curseur du potentiomètre est exactement à mi-course. Lorsque le curseur arrive à l'une des extrémités de sa rotation, on règle la résistance ajustable de 10 kΩ du boîtier de commande afin d'obtenir la déviation totale du milliampèremètre.

Il va sans dire que le cadran du milliampèremètre sera refait et gradué selon les points cardinaux : N - NE - E - SE - S - SO - O - NO - N. Il est par ailleurs absolument évident que lors de l'installation de l'antenne proprement dite, celle-ci devra être montée et orientée en accord avec les indications fournies par le milliampèremètre.

Revenons maintenant au boîtier supérieur. Le plateau d'engrenage F comporte une butée qui, lors de la rotation, vient ouvrir l'un des contacts P ou Q (selon le sens de cette rotation). **Pratiquement,** ces contacts sont montés l'un sur l'autre (et non pas l'un à côté de l'autre comme nous avons dû les représenter sur le schéma pour la clarté du dessin). Ces contacts sont dits « de fin de course » et ils sont shuntés par des diodes BYX 72/150. Lorsque la butée ouvre un contact, le courant ne passe plus (sens de non-conduction de la diode) et le moteur s'arrête ; il faut manœuvrer l'inverseur **Inv.** pour faire redémarrer le moteur dans l'autre sens, le courant passant alors par la diode (sens de conduction).

Sur la figure XIII-80, nous avons représenté les modifications à apporter au

Fig. XIII-80



câblage électrique du moteur proprement dit lorsque celui-ci est du type série (inducteur et induit bobinés en série). Un redresseur en pont comportant quatre diodes **w**, **x**, **y** et **z** doit être ajouté conformément au câblage indiqué par le schéma (4 diodes de type BYX 72/150).

Examinons le fonctionnement de ce dispositif. Lorsque le pôle (+) est appliqué à la ligne 1, le courant circule dans le sens suivant : ligne 1, contacts PQ, diode **y**, inducteur, diode **w**, induit et ligne 2.

Par contre, lorsque le pôle (+) est appliqué à la ligne 2, le courant circule comme suit : ligne 2, induit, diode **x**, inducteur, diode **z**, contacts PQ et ligne 1.

En conséquence, nous remarquons que l'inducteur est toujours parcouru par un courant **de même sens**, tandis que le sens du courant s'inverse dans l'induit **uniquement**. Ce qui se traduit évidemment par un renversement de la rotation du moteur.

La réalisation pratique de ce rotateur d'antenne est finalement assez simple pour être conduite avec succès par quiconque sait travailler les métaux et effectuer des brasures.

•

Dans le domaine des réalisations commerciales, citons le rotator KR400 dont les caractéristiques techniques essentielles sont les suivantes :

Secteur 230 V 40 VA ; tension d'alimentation du moteur 24 V ; durée de rotation complète de l'antenne 50 s ; charge morte verticale = 200 kg ; boîtier de commande avec cadran indicateur de 80 x 45 mm ; câble de liaison boîtier/moteur à 6 conducteurs ; indication permanente et précise de la direction ; rotator convenant pour antenne décamétrique, ou antenne VHF, ou les deux.

•

I) Antennes pour « mobiles » ondes décamétriques

Pour le trafic en « mobile », sur ondes décamétriques, les antennes généralement utilisées sont du type **fouet vertical** fixé sur le véhicule. Ces antennes sont aussi longues que possible... mais restent cependant « courtes » vis-à-vis des longueurs d'onde mises en œuvre ; ce sont donc des antennes *raccourcies* que l'on accorde, soit par une bobine à la base, soit par une bobine intercalée dans le fouet (type « center-loaded »).

L'antenne représentée sur la figure XIII-81 est du type center-loaded. La tige du bas a un diamètre de 10 à 12 mm ; elle est fixée à la carrosserie ou sur le pare-choc arrière du véhicule à l'aide d'un bloc de passage isolant (en céramique ou en polystyrène) ; sa longueur CD est de 120 centimètres. La tige supérieure a un diamètre de 4 mm ; sa longueur AB est de 155 centimètres. Ces deux tiges sont en cuivre mince chromé ou en duralumin ; elles sont reliées entre elles solidement mécaniquement (et électriquement aussi) par l'intermédiaire d'une bobine L qui

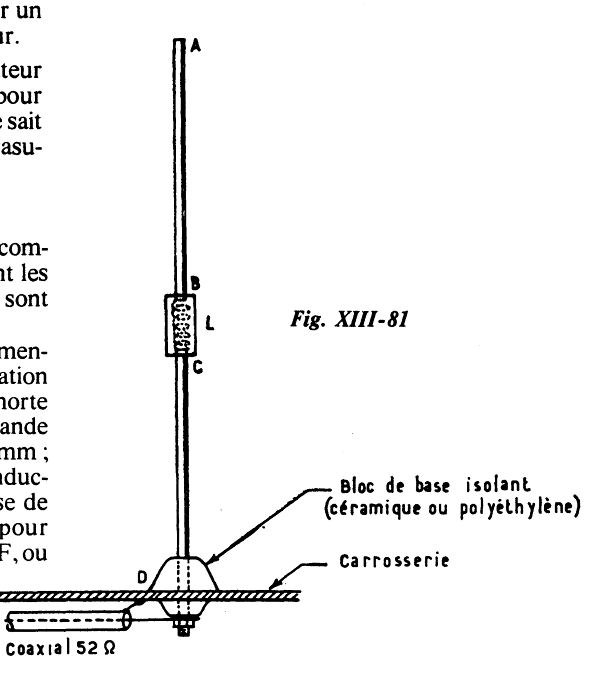


Fig. XIII-81

comporte au total 60 tours de fil de cuivre argenté de 12/10 de mm enroulés sur un tube de carton bakélisé de 70 mm de diamètre ; longueur totale de l'enroulement :

130 mm, soit un espacement de 1 mm environ entre spires (enroulement à chaud, extrêmement rigide).

Un fil souple terminé par une pince crocodile permet de court-circuiter plus ou moins de spires, selon la bande de travail. Pour 80 m, on utilise toute la bobine ; pour 40 m, on utilise 21 tours ; pour 20 m, 6 tours seulement (*référence :* The A.R.R.L. Antenna-Book).

A l'intention des lecteurs désirant utiliser cette antenne sur la bande 15 m, disons qu'il ne faut alors conserver que 4 tours ; sur 10 m, la bobine doit être totalement court-circuitée.

Les nombres de tours indiqués ci-dessus sont ceux que nous avons trouvés nous-même lors de nos essais ; ils peuvent servir de départ, mais ils peuvent aussi varier très légèrement d'une installation à l'autre, d'un véhicule à l'autre. Aussi le mieux est-il pour l'amateur, qu'il détermine lui-même le nombre de tours convenable pour chaque bande de travail en mesurant exactement la fréquence de résonance de l'antenne installée, à l'aide d'un dip-mètre (voir chapitre XVIII, § 5). L'ensemble de la bobine L (carcasse d'assemblage et enroulement) est recouvert d'un manchon cylindrique de protection en rhodoïd.

L'impédance à la base D de cette antenne est de 52 Ω ; la liaison à l'émetteur (ou plus exactement au commutateur d'antenne émission/réception) se fait par câble coaxial de 52 Ω (type RG58U) dont l'extrémité de la gaine est soudée à la carrosserie du véhicule.

Dans certaines constructions d'antennes de ce genre, on réalise le réglage de la bobine L, donc l'accord de l'ensemble de l'antenne, non pas par des prises sur ladite bobine, mais par un long noyau plongeur réglable en ferrite ; c'est le procédé qui a été utilisé par la « Webster C° », notamment, pour son antenne « Band Spanner » (de 10 à 80 m).

Pour les équipements mobiles sur ondes décamétriques, citons également l'antenne « B.A.5 » d'une hauteur de 2,75 m environ (réalisation de F9BL) : la mise en résonance sur les diverses bandes s'effectue à l'aide de bobines interchangeables de 32 mm de diamètre, et l'accord sur la bande 80 m est obtenu par l'introduction de bâtonnets de ferroxcube dans des alvéoles spécialement prévus à cet effet dans le bobinage.

La figure XIII-82 représente l'installation de l'antenne sur le pare-chocs d'un véhicule.

Mentionnons aussi l'antenne mobile « Super Hustler » de New-Tronics, toutes bandes décamétriques par échange du dispositif « bobine + fouet » constituant le résonateur.

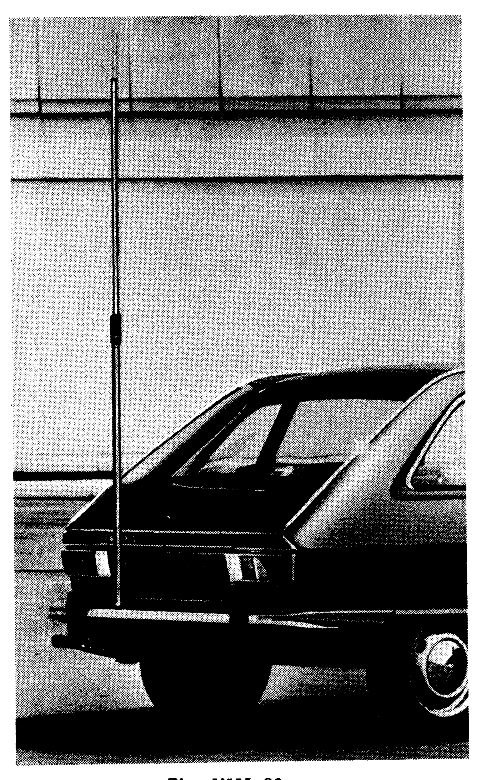


Fig. XIII-82

§ 7. — Antennes spéciales pour ondes V.H.F. et U.H.F.

Ce paragraphe est réservé à la description d'aériens plus spécialement destinés aux

V.H.F. et U.H.F. Il va sans dire que ces antennes se distinguent surtout par leurs dimensions réduites.

A) Antenne verticale coaxiale (fig. XIII-83).

Cet aérien comprend essentiellement un doublet vertical réalisé et alimenté de manière que les rayonnements parasites de la ligne feeder d'alimentation soient éliminés. On abaisse ainsi l'angle de rayonnement de l'ensemble au voisinage de l'horizontale, condition intéressante pour utiliser au mieux l'énergie rayonnée en U.H.F.

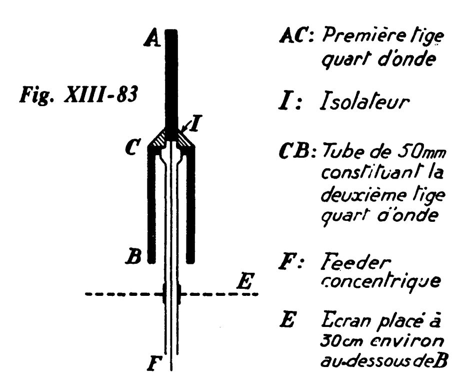


Fig. XIII-83

Le doublet est constitué par une tige AC quart d'onde supportée par un isolateur I ; ce dernier supporte un autre quart d'onde, C B, constitué par un tube de 50 mm de diamètre.

A l'intérieur de ce tube BC pénètre le feeder concentrique, F. Le conducteur central du feeder est connecté en C à l'élément AC ; tandis que le conducteur extérieur de F est branché également en C, mais au quart d'onde inférieur, BC. Choisir un feeder concentrique d'impédance égale à l'impédance centrale du doublet, soit 72 Ω environ (75 Ω classique).

Pour améliorer le rayonnement horizontal de cette antenne, on peut placer à 30 cm environ au-dessous de l'extrémité B un écran E constitué par des tiges en rayons (comme le rayonnage d'une roue de bicyclette) d'une longueur minimum de 0,35 λ. Cet écran joue le rôle de terre parfaite.

Une variante de l'antenne précédente est donnée sur la figure XIII-84 ; elle porte le nom d'antenne « Ground Plane ». La radiation de cet aérien dans le plan vertical est voisine de l'horizon.

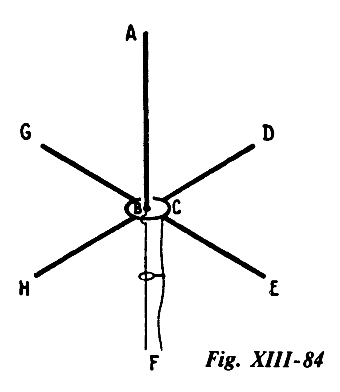


Fig. XIII-84

La partie rayonnante est constituée par la tige verticale AB ; une terre fictive est obtenue par les quatre éléments CD, CE, CG et CH, disposés en croix dans un plan horizontal. Ces éléments, ainsi que le brin rayonnant, ont une longueur voisine de $\lambda/4$. Si on les confectionne en tube de cuivre de 10 mm de diamètre, on applique la formule suivante :

$$AB = CD = CE = CG = CH = \frac{0{,}968\,\lambda}{4}$$

Au point de connexion du feeder, on est en présence d'une impédance caractéristique de l'ordre de 36 Ω ; il convient donc d'utiliser un feeder F coaxial d'impédance 36 Ω (ou à défaut, deux feeders coaxiaux de 72 Ω connectés en *parallèle*).

Une variante de l'antenne « Ground Plane » est représentée sur la figure XIII-85. La partie rayonnante est constituée par l'élément OEM replié, élément rayonnant constitué lui-même par deux éléments OE et EM de diamètres différents. Nous donnons les dimensions pour la bande 144/146 MHz :

AO = BO = CO = DO = 0,52 m (tubes de cuivre de 12 mm de diamètre) ;

OE = EM = 0,49 m ;

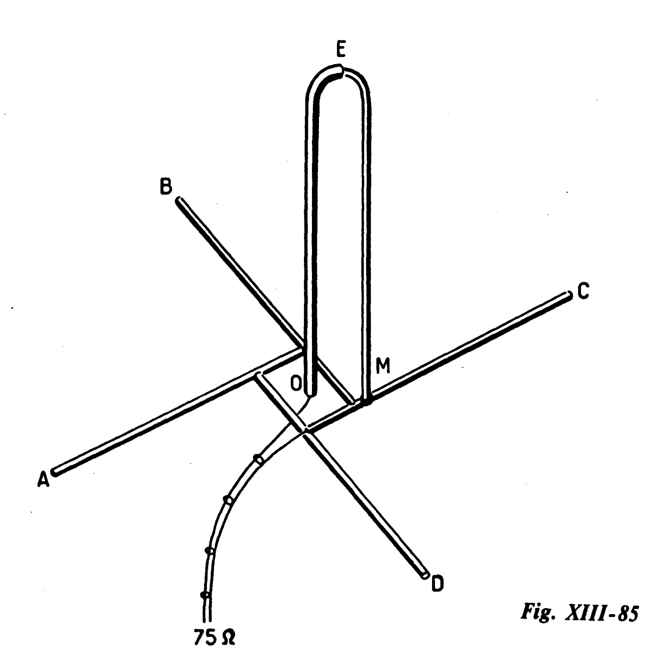


Fig. XIII-85

OE = tube de cuivre de 16 mm de diamètre ;

EM = tube de cuivre de 6 mm de diamètre ;

Distance d'axe en axe des éléments OE et EM = 20 mm ; l'extrémité M est soudée aux éléments horizontaux. Avec cette disposition, il est possible d'utiliser un câble coaxial d'impédance 75 Ω.

Pour la fréquence 123,5 MHz (aviation), nous avons :

AO = BO = CO = DO = 0,56 m ;

OE = EM = 0,575 m.

Les autres dimensions et caractéristiques sont inchangées.

Le carré de base, de sommet M, n'a pas à être isolé ; il est à la masse par le mât (tube métallique) servant de support, auquel il est fixé mécaniquement. Par contre, bien entendu, le point O doit être isolé par un bloc isolateur en polyéthylène ou en stéatite.

B) Antenne Yagi-Berr, 5 éléments, 144 MHz

L'antenne que nous allons décrire est une dérivée de la « Yagi » courante, mais offre cependant certaines particularités marquées qui font d'elle une antenne simple à gain très élevé et d'une commodité de mise au point remarquable (fig. XIII-86 ; vue de dessous).

Son gain, par rapport à un dipôle simple, est de 12 à 12,5 dB (gains mesurés à l'émission et à la réception), ce qui correspond à un gain en puissance de l'ordre de 18. Outre la directivité très nette de l'aérien, ce gain élevé est également dû à l'absence de pertes créées par les ondes stationnaires ; en effet, un procédé de mise au point simple exposé plus loin permet de supprimer toute trace de « stationnaires » sur le feeder (ou si peu, qu'il serait ridicule d'en parler).

Nous savons que toute antenne Yagi comporte un élément réflecteur et un élément radiateur ; quant aux éléments directeurs, ils sont en nombre variable. Jusqu'à

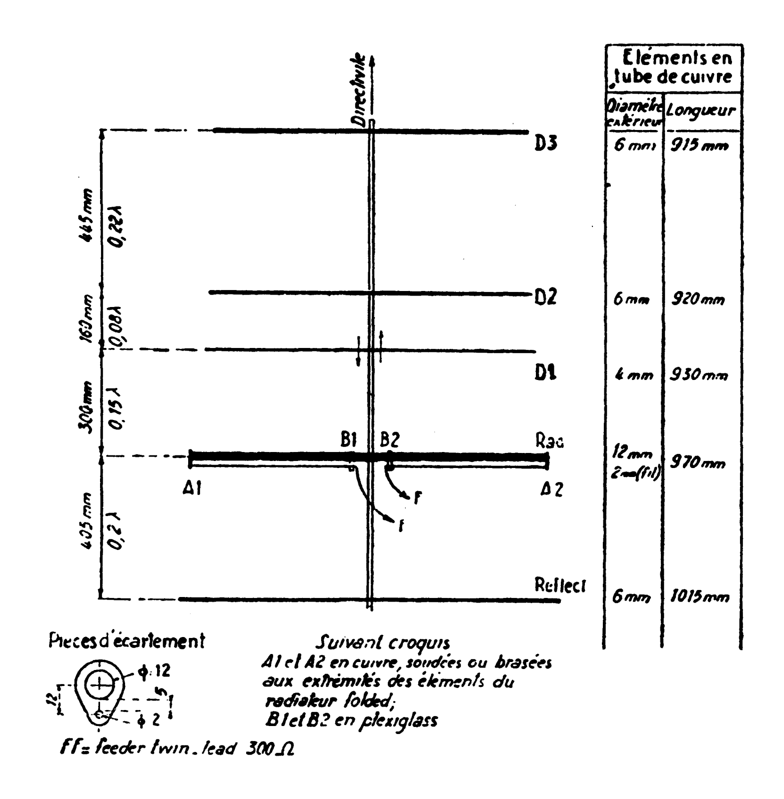


Fig. XIII-86

présent, la distance entre chaque élément était absolument immuable et égale à 0,2 λ. Pour l'antenne Yagi-Berr au contraire, il convient de déterminer des écartements tels que le gain et la directivité soient maxima et que les pertes par ondes stationnaires soient minima.

L'établissement de cette antenne a été conduit selon le procédé suivant :

On a calculé une nappe de quatre éléments avec espacements de 0,2 λ. La résistance de rayonnement du dipôle radiateur tombe ainsi à 13 Ω, du fait des éléments parasites (savants calculs, abaques, etc. !). L'impédance centrale offerte par le dipôle radiateur peut être considérée comme étant de 13 Ω également. On élève cette impédance à 300 Ω pour obtenir la connexion correcte du feeder bifilaire (twin-lead) de 300 Ω d'impédance caractéristique. La multiplication à obtenir est donc de 23, et elle est obtenue par le radiateur replié (ou dipôle folded) à éléments inégaux : tube de 12 mm, fil de 2 mm, distance d'axe en axe de 12 mm.

L'adaptation finale de la nappe tant au point de vue directivité, gain, adaptation de l'impédance du radiateur à celle du feeder (ondes stationnaires) a consisté à la modification des positions calculées des directeurs, et à l'adjonction d'un cinquième directeur (D_1 sur notre figure).

Les mesures de directivité, de gain, d'adaptation d'impédances, d'ondes stationnaires, ont été effectuées au mesureur de champ V.H.F. et à l'aide d'un contrôleur comportant deux petites boucles accordées

très peu couplées au feeder (distantes de $\lambda/4$) ; aux extrémités de chaque boucle, un détecteur au germanium alimente, par l'intermédiaire de deux bobines d'arrêt et une capacité de fuite, un microampèremètre. Au départ, les boucles accordées doivent être couplées au feeder de façon telle qu'en remplaçant l'antenne par une résistance pure 300 Ω (non-inductive) les lectures des deux microampèremètres donnent un rapport de 1 (pas de stationnaires).

Il faut signaler qu'il a été constaté au cours des diverses opérations de mise au point que la moindre bande métallique (telle que gouttière en zinc à 3 mètres ou moins de l'antenne, ou au-dessous d'elle de deux mètres ou moins) transforme complètement l'adaptation.

La figure XIII-86 donne toutes les dimensions de cette antenne.

Le radiateur est constitué par un tube A_1A_2 de 12 mm de diamètre et de 970 mm de longueur, et par deux brins inférieurs A_1B_1 et B_2A_2 en fil de cuivre de 2 mm de diamètre. Les pièces d'extrémités A_1 et A_2 sont en cuivre et sont soudées au gros tube et aux brins inférieurs ; quant aux pièces B_1 et B_2, elles sont en plexiglass, ou mieux en polyéthylène, et servent uniquement de support aux brins inférieurs pour la connexion du feeder bifilaire 300 Ω.

Après avoir monté toute l'antenne sauf le directeur D_1, l'amateur s'installe en un lieu bien dégagé de toutes masses métalliques comme nous l'avons dit. La mise au point se limite à rechercher l'emplacement optimum de D_1 entre D_2 et le radiateur folded, jusqu'à suppression de toutes traces d'ondes stationnaires sur le feeder.

Dès ce petit travail achevé, l'amateur pourra être tranquille, certain du grand gain, de la directivité accusée et de la parfaite adaptation des impédances de son antenne. Il ne lui restera plus qu'à la hisser au sommet d'un support rotatif, le plus haut possible.

Nous dirons mieux même. Sans se livrer à la petite mise au point indiquée, l'amateur peut être presque certain des résultats en adoptant servilement la position de D_1 indiquée sur la figure. En effet, l'auteur a communiqué les dimensions brutes de cette antenne à plusieurs OM, sans leur indiquer les essais à faire en déplaçant D_1 ! Dans tous les cas, l'antenne a donné toutes satisfactions avec absence totale d'ondes stationnaires.

Nota — Au lieu d'utiliser un feeder en bifilaire 300 Ω, il est recommandé d'employer du câble coaxial 75 Ω. Pour cela, l'élément *Rad.* doit être construit de la façon suivante :

Gros tube = diamètre 12 mm ;

Petits tubes = diamètre 5 mm (fil ou tube) ;

Distance d'axe en axe = 42 mm.

D'autre part, la distance d'axe en axe entre Rad. et D_1 doit être de 225 mm ; la distance entre D_1 et D_2 est alors de 235 mm ; les autres dimensions sont inchangées.

Sur le câble coaxial, le plus près possible des connexions au radiateur, on glisse un tube de ferroxcube (longueur 50 mm ; diamètre intérieur 8 mm ; diamètre extérieur 14 mm) dit « symétriseur », terme que nous préférons remplacer par *ferroxcube d'arrêt d'ondes de gaîne.*

●

Dans le domaine des antennes 144 MHz commerciales, nous ne pouvons passer sous silence l'antenne double à 2 x 9 éléments croisés, polarisations verticale et horizontale, de la firme Tonna : impédance 52 ou 75 Ω ; angle d'ouverture horizontal 2 x 19 ° à – 3 dB ; angle d'ouverture vertical 2 x 23 ° à – 3 dB ; gain isotropique 14 dB ; rapport avant/arrière = 15 dB ; rapport avant/côté $>$ 50 dB ; T.O.S. $\leqslant$ 1,3 ; possibilité de connexions pour polarisations circulaires.

●

C) Antenne U.H.F. à éléments 1/2 onde en phase (432 MHz)

Ce type d'antenne est surtout utilisé et recommandé sur les fréquences très élevées. Notre réalisation, représentée sur la figure XIII-87, a été étudiée pour la bande

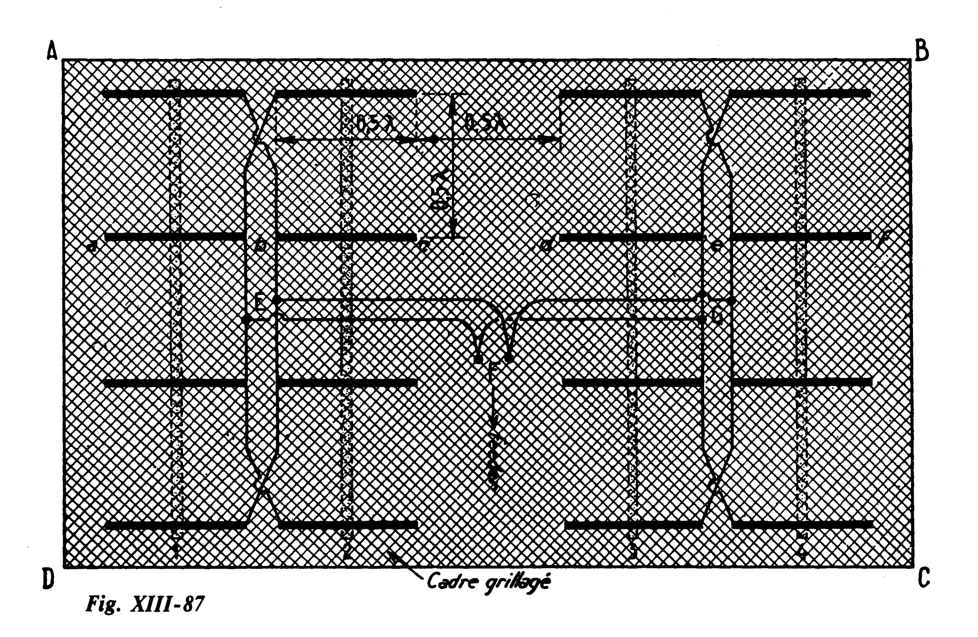


Fig. XIII-87

70 cm, soit 432 MHz environ. Comme on le voit, il s'agit d'un aérien à 16 éléments 1/2 onde ; pour chaque groupe, nous avons donc les dimensions réelles suivantes : ab = bc = de = ef = 33 cm (compte tenu des coefficients de correction) ; d'autre part, l'espacement cd entre chaque groupe est de 35 cm. Chaque élément est constitué par un tube de cuivre de 12 mm de diamètre, maintenu en son centre sur les supports 1, 2, 3 et 4. Aucune précaution d'isolement n'est à prendre pour ces fixations : il n'y a pas de H.F. au centre d'un élément 1/2 onde. Chaque groupe est relié par des fils verticaux croisés ou non croisés, comme il est montré sur la figure. L'ensemble est monté devant un réflecteur plan constitué par un cadre ABCD de 1,75 m par 1,15 supportant un grillage soudé. La distance entre les éléments et le réflecteur plan n'est pas critique ; elle influe surtout sur l'impédance de l'ensemble, le gain restant sensiblement le même lorsque cette distance varie entre 0,1 et 0,2 λ. Dans notre montage, cette distance est de 10 cm. Aux points E et aux points G, l'impédance est de 300 Ω ; en conséquence, les liaisons E.F. et G.F. sont constituées par deux morceaux de ruban bifilaire 300 Ω de 55 cm de longueur chacun. Aux points F, à la mise en parallèle, l'impédance est de 150 Ω. Le feeder de liaison à la station devra donc présenter également cette même impédance de 150 Ω. Si l'on désire utiliser un feeder d'impédance différente (300 Ω ou 75 Ω, par exemple), il faut placer aux points F, une section Q ou un stub 1/4 d'onde, comme il a été expliqué au paragraphe 5 précédent. Voir également chapitre XV, § 3-XI ; figure XV-19.

Dans notre montage, c'est la polarisation horizontale que nous avons adoptée ; mais il est tout aussi facile de placer les éléments verticalement, si l'on désire la polarisation verticale de l'onde.

D) Antenne omnidirectionnelle Big-Wheel

L'antenne V.H.F. type « Big Wheel » (grande roue) pour 144-146 MHz est une antenne omnidirectionnelle d'une très haute efficacité et à rayonnement polarisé horizontalement.

Un autre emploi intéressant de l'antenne « Big Wheel » s'est révélé en poste fixe, lorsque l'OM défavorisé réside à travers une forêt d'immeubles en béton (genre HLM). Avec une antenne directive type Yagi, on constate alors une multitude de réflexions un peu *dans toutes les directions,* mais rien de bien accusé dans la direction normale et réelle du correspondant. Dans ce cas particulier, nous nous sommes aperçus qu'il était bien plus favorable d'utiliser une antenne omnidirectionnelle présentant un gain notable (par rapport au dipôle de référence), une antenne qui « ramasse tout » dans toutes les directions simultanément, qui émet également dans les mêmes conditions, ou qui recueille toutes les réflexions en même temps. Ceci a été particulièrement démonstratif en réception où après avoir reçu tel correspondant sur antenne « Yagi » soigneusement orientée au mieux, on passait sur antenne « Big Wheel » et où l'on voyait le « S-mètre » se gonfler !

Enfin, cette antenne présente une bande passante relativement large (plus large que celle de l'antenne « Halo ») et aucune retouche au réglage de l'aérien n'est nécessaire même si l'on passe de 144 à 146 MHz. Le T.O.S. reste faible (1,2 à 1,3) pour toute l'étendue de la bande.

L'antenne « Big Wheel » se présente sous la forme de trois éléments A B C en feuille de trèfle placés dans un plan horizontal ; cette disposition est illustrée par la figure XIII-88 où l'on est sensé voir l'antenne par-dessous. Fondamentalement, chaque élément de cette antenne peut être considéré, soit comme un radiateur demi-onde alimenté à ses extrémités par deux brins quart d'onde en V, soit comme un radiateur onde entière alimenté par ses extrémités ; voir figure XIII-89.

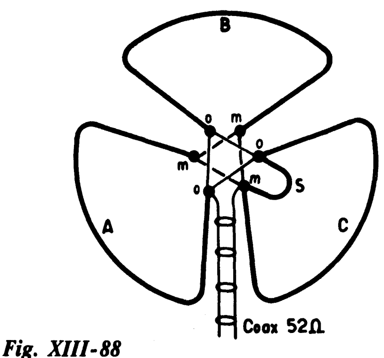


Fig. XIII-88

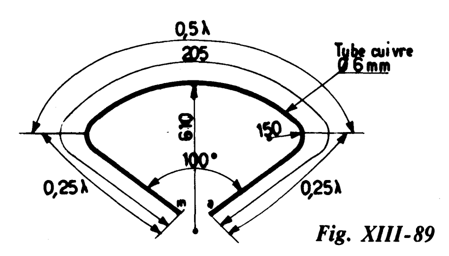


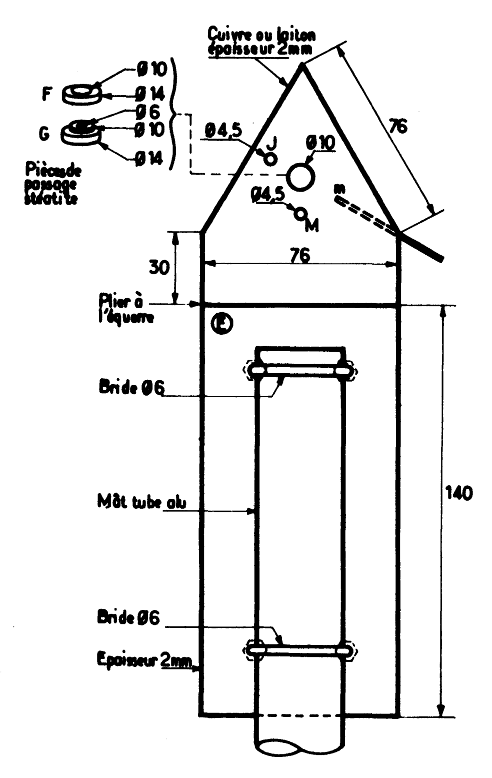
Fig. XIII-89

La longueur du conducteur de chaque élément ABC est égale à 204 cm. La figure XIII-89 donne tous les détails de fabrication, cotes, angle de pliage, etc. pour un élément.

Les trois éléments étant attaqués en parallèle comme l'indique la figure XIII-88, l'impédance présentée est naturellement très basse (environ 10 ohms). La longueur des éléments étant choisie de manière à avoir une réactance capacitive, on lui oppose la réactance inductive d'un « stub » S pour obtenir une impédance résultante de l'ordre de 50 ohms à la fréquence centrale de la bande, soit 145 MHz.

La figure XIII-90 indique les détails de fabrication de la pièce de fixation de base E (cuivre ou laiton) à l'extrémité du mât (montage de la pièce E sur le mât à l'aide de deux brides de 6 mm). La partie triangulaire de cette pièce E est pliée à l'équerre comme l'indique la figure. Sur cette partie triangulaire, nous avons un premier trou de 4,5 mm de diamètre (M) destiné à recevoir le boulon de masse ; un second trou de 4,5 mm de diamètre également (J) est destiné à recevoir un boulon pour la fixation de l'une des branches du stub ; enfin, un trou de 10 mm de diamètre, au centre, reçoit deux pièces de passage en stéatite FG destinées à isoler un long boulon K de 6 mm de diamètre.

Une pièce triangulaire D (cuivre ou laiton) de mêmes dimensions, mais avec un



trou central de 6 mm seulement, doit être façonnée d'après les indications de la figure XIII-91 ; le trou H est destiné à recevoir un boulon de 4 mm pour la fixation de l'autre branche du stub.

La figure XIII-92 représente l'assemblage de la pièce D au-dessus de la pièce E (écartement = 28 mm). La partie supérieure D est fixée par écrou et rondelles « éventail » sur le boulon K ; ce dernier est ensuite fixé sur la pièce inférieure E, mais avec interposition des pièces de passage en stéatite FG. Ainsi la pièce supérieure D se trouve montée d'une façon parfaitement rigide, mais isolée, de la pièce E de masse ; le boulon K assure la liaison électrique au conducteur central du câble coaxial de 52 Ω d'impédance.

Sur la pièce supérieure D, on soude à l'étain ou on brase à chaque sommet du triangle les extrémités o de chacun des éléments ABC (longueur de la soudure = 30 mm). Chaque extrémité m des éléments ABC sera soudée ou brasée de la même façon sur chaque sommet du triangle de la pièce inférieure de base E. En somme, la plaque supérieure constitue une extrémité du système rayonnant et se trouve réunie par l'intermédiaire du boulon central K de fixation isolé au conducteur central du câble coaxial, tandis que la plaque inférieure

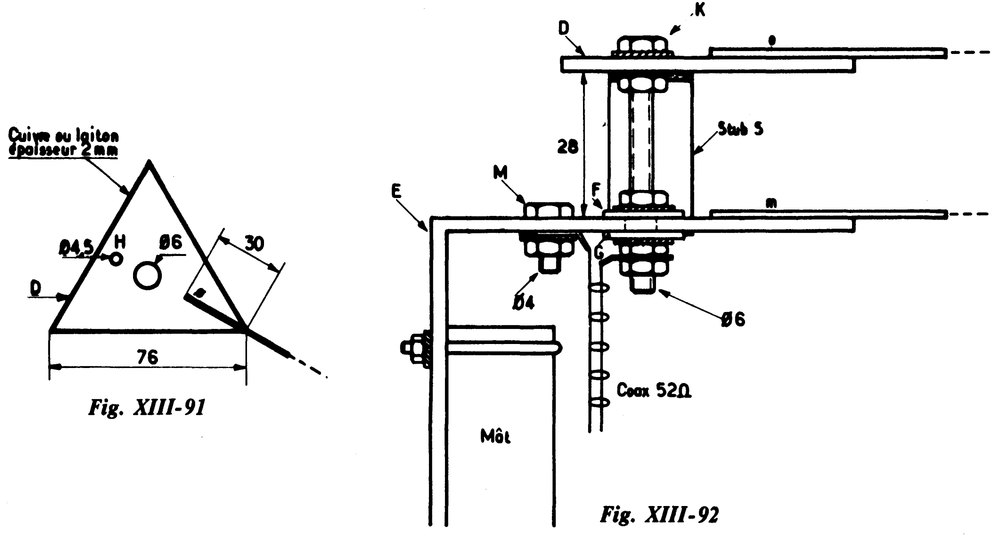


Fig. XIII-91

Fig. XIII-92

(boulon M masse) est réunie à la gaine du câble.

Attention ! Pour effectuer les travaux de soudage des extrémités des éléments sur les pièces E et D, il est recommandé de réaliser l'assemblage de ces dernières au moyen du boulon K, *mais sans utiliser* les pièces de passage en stéatite F et G. Ce n'est qu'après soudure des éléments que l'on redémontera le boulon K pour mettre en place les pièces isolantes de passage F et G afin de procéder à l'assemblage et au montage *définitifs*. L'ensemble monté et soudé constitue un tout parfaitement rigide et robuste.

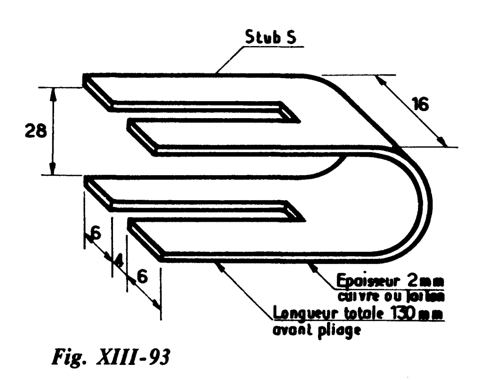


Fig. XIII-93

Le « stub » représenté sur la figure XIII-93 est constitué par une bande de cuivre ou de laiton de 2 mm d'épaisseur, de 16 mm de largeur et d'une longueur totale de 130 mm pliée en forme de U. Chaque branche du U comporte une rainure aux cotes indiquées. Ces rainures passent et coulissent dans le boulon J (plaque inférieure) et le boulon H (plaque supérieure). Cette disposition permet d'ajuster la longueur du stub afin d'obtenir un T.O.S. le plus faible possible (valeur normale de 1,2 à 1,3 dans toute la bande avec du câble coaxial type 52 Ω).

Sur une antenne réalisée d'après les indications que nous venons de donner, nous pouvons confirmer que le taux d'ondes stationnaires effectivement obtenu et mesuré se situe de 1,2 à 1,3 sur toute la largeur de la bande 144 MHz.

Quant au gain par rapport au dipôle simple de référence, nous l'estimons de l'ordre de 4 à 5 dB (suite aux mesures de rayonnement effectuées).

E) Antennes V.H.F. pour postes mobiles

En principe, les antennes simples pour U.H.F. peuvent facilement être utilisées sur des postes mobiles, du fait de leurs dimensions réduites.

Cependant, nous allons voir, tout d'abord, une petite antenne verticale quart d'onde spécialement étudiée pour l'exploitation d'un émetteur U.H.F. ou V.H.F. sur voiture automobile.

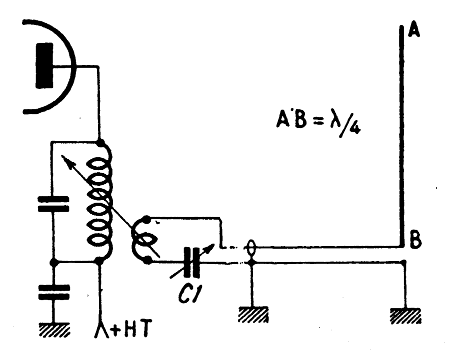


Fig. XIII-94

Dans ce cas, l'antenne la plus simple est certainement le quart d'onde dont un exemple est représenté sur la figure XIII-94 ; l'alimentation de l'antenne est effectuée en intensité, à la base, au moyen d'un câble coaxial de 52 Ω. L'adaptation se fait par le réglage du condensateur ajustable C_1 (3-30 pF) ; dans certains cas, on préfère intercaler ce condensateur ajustable au point de raccordement du conducteur central du câble coaxial avec la base B de l'antenne.

Notons qu'après mise au point, ce condensateur ajustable peut être remplacé par un condensateur fixe d'une capacité équivalente (ordinairement aux environs de 22 pF). Pour la bande 144-146 MHz, la tige verticale AB présente une longueur de 496 mm. Pratiquement, le câble coaxial aboutit à un socle SO 239 vissé au milieu du

toit de la voiture et la tige verticale d'antenne est soudée sur une prise PL 259 se vissant sur le socle.

Notons en passant qu'une antenne 1/4 λ pour 144 MHz peut être utilisée en 5/8 λ sur 432 MHz.

*
* *

Un autre aérien pour « mobile 144 MHz » très en vogue est l'antenne 5/8 d'onde représenté sur la figure XIII-95.

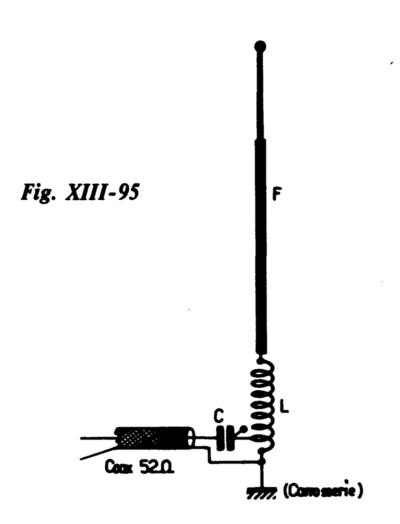


Fig. XIII-95

Nous avons un fouet F constitué par deux tiges télescopiques dont la longueur peut s'ajuster entre 0,90 et 1,30 m. A la base, un bobinage L intercalé comporte neuf tours de fil de cuivre de 20/10 de mm enroulés espacés sur un mandrin de 12 à 15 mm de diamètre ; l'extrémité inférieure aboutit à la masse du véhicule, ainsi qu'à la gaine du câble coaxial de liaison type 52 Ω. Le conducteur central de ce câble est relié au troisième tour compté de la base par l'intermédiaire d'un condensateur ajustable C de 3 - 30 pF air. La mise au point réside simplement dans l'ajustage de la longueur du fouet et le réglage du condensateur C pour l'obtention d'un T.O.S. très faible, quelle que soit la longueur du câble coaxial (T.O.S. - mètre intercalé à la sortie de l'émetteur ou du transceiver 144 MHz).

Examinons enfin l'antenne Topfkreis (de HB 9 BBN). C'est un fouet vertical d'une longueur de 5/8 λ dont la base est constituée par une cavité résonnante attaquée par le câble coaxial de 52 Ω (voir fig. XIII-96).

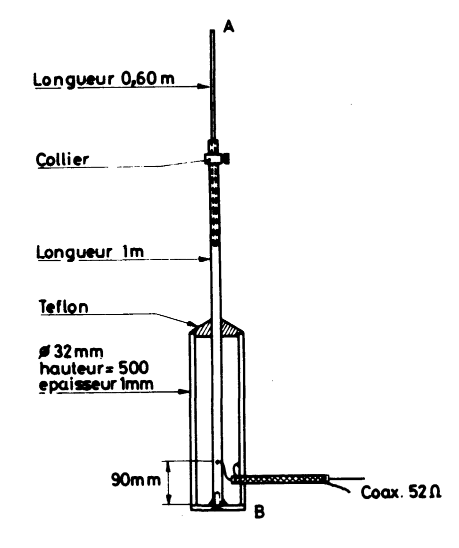


Fig. XIII-96

La cavité en cuivre ou laiton (diamètre extérieur = 32 mm ; hauteur = 500 mm) est fermée à la base par un disque soudé et alimentée à 90 mm pour la version 52 Ω (à 107 mm pour 75 Ω). Le fouet vertical est vissé et soudé à la base ; un manchon isolant en téflon ferme le dessus de la cavité et maintient concentriquement le fouet. Ce dernier est fait d'un tube de cuivre de 1 m de long et de 8 mm de diamètre intérieur ; en outre, un élément de 0,60 m de longueur peut coulisser à l'intérieur du premier tube. Le minimum de T.O.S. est obtenu par réglage de la hauteur du petit élément télescopique ; en général, on aboutit à une hauteur totale AB de l'ordre de 1,51 m pour la bande 144-146 MHz. Après réglage, on bloque l'élément télescopique par serrage concentrique à l'aide d'un collier. La base B de l'antenne peut être reliée à la masse du véhicule, si on le désire, mais pour ce genre d'aérien le plan de masse n'est pas obligatoire.

Antenne « Halo » 144 MHz

Il existe, en vérité, de nombreux types d'antennes omnidirectionnelles, à polarisation horizontale, destinées à l'équipement de stations portables sur 144 MHz notamment. Néanmoins, nous nous limiterons à la description de l'antenne « Halo » seulement, parce qu'elle est simple à construire, simple à mettre au point également. Cette antenne est utilisée depuis de nombreuses années aux U.S.A. ; elle l'est toujours, car c'est une des meilleures du genre.

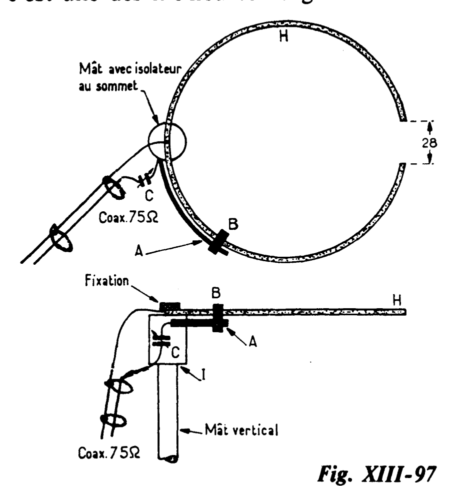


Fig. XIII-97

Le schéma de cette antenne est représenté sur la figure XIII-97, avec tous ses détails de construction (vue en plan et vue en élévation). Elle est constituée par un élément circulaire demi-onde H ; il s'agit d'un tube d'une longueur de 985 mm, replié en forme de cercle en laissant un espacement de 28 mm entre les extrémités.

Cet élément demi-onde circulaire est placé et utilisé dans un plan horizontal ; d'où le rayonnement omnidirectionnel en polarisation horizontale.

En un point diamétralement opposé à l'espacement de 28 mm (point « froid » du dipôle), cet élément circulaire est fixé à un isolateur I (bloc de polyéthylène), isolateur monté lui-même au sommet d'un mât vertical (tube métallique quelconque). La base de ce tube est fixée sur le toit, sur une aile ou sur le pare-choc, du véhicule. La longueur de ce tube doit être telle que l'antenne circulaire soit au moins à 80 cm au-dessus de la masse métallique la plus proche (c'est-à-dire, généralement, le toit du véhicule).

La liaison à l'équipement mobile V.H.F. s'effectue à l'aide d'un câble coaxial type 75 Ω de longueur adéquate.

Il nous reste à examiner l'adaptation du câble coaxial au dipôle circulaire. Cette adaptation se fait à l'aide d'un « gamma-match » constitué de la façon suivante : Un fil de cuivre (ou un tube) de 4 mm de diamètre (conducteur A) est placé au-dessous du dipôle H ; nous disons *au-dessous*, et non pas à côté, comme nous l'avons montré dans la partie supérieure de la figure XIII-97 pour une meilleure compréhension du dessin. A l'une de ses extrémités, ce conducteur A est emmanché de force dans un trou pratiqué dans l'isolateur I ; à l'autre extrémité, nous avons une pièce B en laiton percée de deux trous, l'un de 6 mm, l'autre de 4 mm, pour le passage de H et de A. Cette pièce B doit pouvoir coulisser pour le réglage de l'adaptation. Le conducteur A est évidemment arrondi de façon à suivre la forme circulaire du dipôle H. La longueur totale de A est de 180 mm, et l'espacement entre A et H est de 25 mm (c'est-à-dire 30 mm d'axe en axe).

La gaine du câble coaxial est soudée au point « froid » du dipôle H, c'est-à-dire *au milieu* de sa longueur (point diamétralement opposé à l'écartement de 28 mm). Quant au conducteur central du coaxial, il est soudé à l'extrémité isolée du conducteur A, au ras de l'isolateur I, mais en intercalant en série un condensateur ajustable à air C de 3-30 pF (Transco).

La mise au point de cette antenne est simple : Disposant de l'émetteur de la station mobile et d'un pont de mesure d'ondes stationnaires intercalé à la base du câble coaxial (voir chapitre XVIII, § 7), il suffit de faire coulisser la barrette de court-circuit B et d'ajuster le condensateur C, pour l'obtention d'une impédance de 75 Ω et d'un taux d'ondes stationnaires *minimum*.

Le réglage du condensateur C agit sur la réactance ; le réglage de la barrette B de

court-circuit agit sur l'impédance ; enfin, la modification de l'espacement de la boucle (28 mm sur le dessin) agit sur la fréquence de résonance.

Si l'on ne dispose pas d'un pont de mesure, on ajuste B et C afin que l'antenne « charge » au *maximum* l'émetteur, ou que le rayonnement V.H.F. contrôlé à distance par un petit mesureur de champ soit également au maximum.

Cette mise au point achevée, il suffit de *souder* la barrette B aux éléments H et A, et l'on place une goutte de peinture sur la vis du condensateur C pour prévenir tout déréglage. En outre, ce condensateur est enfermé dans un petit tube en matière plastique bien étanche ; les trous de passage des connexions sont bouchés à la colle cellulosique. L'étanchéité est complétée en recouvrant le tout d'une couche de vernis, et le condensateur C est ainsi parfaitement à l'abri des intempéries. On fixe le câble au mât pour éviter toute traction sur les connexions.

§ 8. — Mesure de la puissance H.F.

Nous ne dissimulerons pas que cette mesure est extrêmement délicate... si on la veut *précise*. Cependant, pour l'amateur, l'estimation aussi proche que possible de la vérité (donc avec l'acceptation d'une certaine tolérance) est en général suffisante ; nous nous efforcerons néanmoins de faire la marge de tolérance aussi réduite que possible.

Rappelons qu'un procédé courant consiste à employer une ampoule d'éclairage comme antenne fictive ; se reporter au § 1 du présent chapitre.

On prend une ampoule d'une puissance sensiblement égale à la puissance HF escomptée. On couple l'ampoule par quelques spires ou par un circuit accordé auxiliaire au circuit final de l'émetteur (fig. XIII-13). On ajuste les prises *a* et *b* suivant la tension d'alimentation de l'ampoule ; plus cette tension est élevée, plus *a* et *b* se rapprochent des extrémités de L_2. Le circuit auxiliaire doit évidemment être conçu pour être accordé sur la fréquence de fonctionnement de l'émetteur.

Si l'émetteur comporte un circuit final en π (circuit Jones), cette ampoule peut être connectée directement à la sortie de ce circuit (revoir fig. XIII-14).

Puis, on se contente d'apprécier à l'œil la luminosité de l'ampoule, donc la puissance HF correspondante.

Il est bien évident que ce système est très approximatif, même si l'*adaptation* des impédances est réalisée d'une façon correcte (impédance de la source, c'est-à-dire de l'étage final de l'émetteur, et impédance utilisatrice ou charge, c'est-à-dire celle de l'ampoule). En effet, l'œil n'est pas un organe parfait et l'appréciation de la luminosité de l'ampoule peut être très différente suivant que l'observation se fait, soit en un endroit obscur, soit en plein jour, par exemple.

Il y a aussi les pertes et causes d'erreur de toutes sortes, et nous pensons surtout à celles provoquées par l'ampoule elle-même. Cette dernière présente souvent une composante inductive non négligeable, ce qui se traduit par un réglage différent du circuit de sortie de l'émetteur — selon qu'il est avec ou sans ampoule de charge — pour l'obtention de l'accord précis à la résonance ; des retouches aux réglages sont indispensables. L'ampoule présente en outre des pertes dans son culot ; il convient donc de le supprimer et d'effectuer les branchements directement sur les fils sortant de l'ampoule (il ne faut surtout pas utiliser une ampoule *avec sa douille correspondante,* sous prétexte de réaliser un branchement facile !).

Il va sans dire que les pertes et causes d'erreur augmentent avec la fréquence à laquelle est faite la mesure ; elles sont donc plus importantes sur V.H.F. que sur ondes décamétriques.

Pour obtenir une précision plus grande que celle donnée par l'appréciation visuelle de l'éclairement de l'ampoule, nous pouvons justement estimer électroniquement cet éclairement grâce à un petit montage élémentaire.

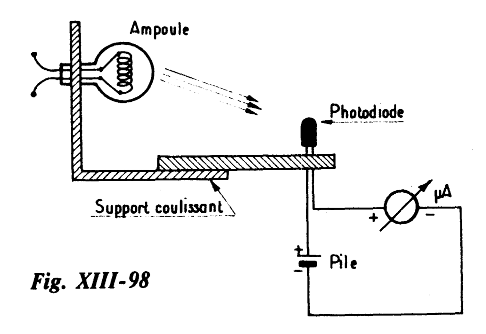


Fig. XIII-98

Le dispositif comporte une photodiode (genres OAP 12, BPY 13, etc.) connectée en série avec un microampèremètre et une pile. A une distance à déterminer (mais ensuite *fixe)* de la photodiode, nous avons notre ampoule d'éclairage (fig. XIII-98); cette distance est fonction de l'éclairement de l'ampoule, de la sensibilité du microampèremètre utilisé et de la tension de la pile. Le processus de la mesure est le suivant :

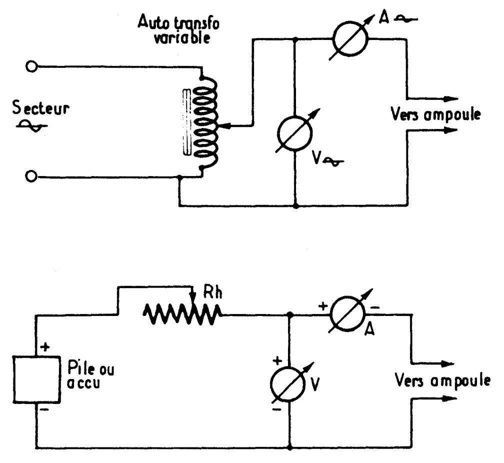


Fig. XIII-99

L'ampoule est alimentée (par l'intermédiaire de l'un des circuits de couplage auxiliaires vus précédemment) par l'énergie H.F. disponible à la sortie de l'émetteur. Son éclairement est alors tel que le microampèremètre accuse une certaine déviation (que l'on note).

Ensuite, on alimente l'ampoule à l'aide du secteur et d'un auto-transformateur variable intermédiaire ; s'il s'agit d'une ampoule basse tension, on peut aussi utiliser un accumulateur et un rhéostat de réglage (fig. XIII-99). On manœuvre alors le réglage de l'auto-transformateur (ou du rhéostat) afin que l'éclairement de l'ampoule provoque la même déviation du microampèremètre (déviation notée précédemment). On lit alors les valeurs des tension et intensité sur le voltmètre V et le milliampèremètre ou ampèremètre A. Le produit de ces valeurs donne la puissance H.F. correspondante :

$$P = EI$$

P en watts pour E exprimé en volts et I en ampère.

Une autre solution pour pallier les erreurs d'appréciation de l'œil consiste à utiliser un élément de comparaison simultanée. On dispose côte à côte, dans un boîtier cloisonné, deux ampoules *identiques,* l'une alimentée par l'énergie H.F. de l'émetteur, l'autre à partir d'une source de courant quelconque (montages vus avec la fig. XIII-99). Cette disposition est montrée sur la figure XIII-100 (cas de l'alimentation secteur). En effet, bien qu'imparfait, l'œil apprécie cependant avec une bonne précision, par comparaison, la luminosité relative de deux sources voisines.

L'ampoule de gauche étant alimentée par l'énergie H.F. de l'émetteur, on amène

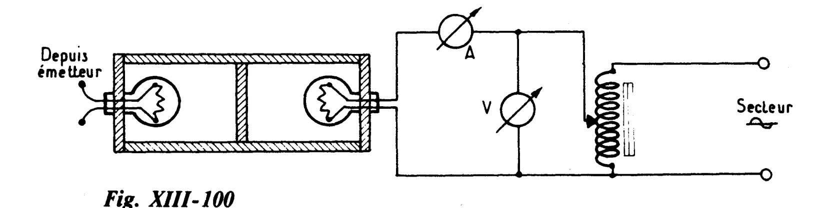


Fig. XIII-100

l'ampoule de droite à fournir le même éclairement en réglant l'auto-transformateur variable (ou le rhéostat, s'il s'agit d'une alimentation en basse tension). L'égalité d'éclairement obtenue, il ne reste qu'à effectuer, comme précédemment, le produit E × I des lectures du voltmètre et du milliampèremètre pour obtenir la puissance H.F. correspondante de l'émetteur.

Dans tous les cas, il convient de remarquer que ces mesures donnent toujours une valeur de puissance H.F. par défaut ; la puissance H.F. réelle est toujours un peu supérieure. Sur ondes décamétriques, on peut compter environ 10 % en plus.

Sur V.H.F., nous l'avons dit, les mêmes procédés de mesure restent possibles ; mais les pertes augmentent avec la fréquence. L'écart entre la mesure et la puissance réelle est donc plus grand. Pour minimiser pertes et erreurs, il importe de faire des connexions de mesure aussi courtes que possible, et de placer le dispositif de mesure dès la sortie « antenne » de l'émetteur.

Dans de nombreux cas, et cela est particulièrement vrai pour les appareils V.H.F., les émetteurs « sortent » sur une impédance de 50 à 75 Ω. On peut alors réaliser un groupement série-parallèle plus ou moins complexe d'ampoules basse tension (débarrassées de leur culot), groupement permettant à la fois d'obtenir une résistance correspondant *directement* à l'impédance de sortie de l'émetteur, et de supporter la puissance H.F. estimée. Aucun circuit auxiliaire n'est donc nécessaire, et l'on peut connecter le groupement d'ampoules directement à la sortie coaxiale « antenne » de l'émetteur ; les pertes éventuelles sont alors réduites au minimum.

Dans la détermination du groupement d'ampoules à réaliser, on tiendra compte de la résistance présentée par une ampoule éclairée (et non pas de la résistance du filament à froid). C'est ainsi, par exemple, qu'une ampoule du type 6,3 V 100 mA présente évidemment une résistance de 63 Ω lorsqu'elle est normalement éclairée... alors que la résistance du filament froid mesurée à l'ohmmètre n'est que de 8 Ω environ !

Bien sûr, il existe d'autres moyens de mesure des puissances H.F. mettant en œuvre des organes spéciaux, peut-être courants en laboratoire, mais que l'amateur ne possède pas. De toutes façons, les procédés indiqués, bien que n'étant pas rigoureux, sont tout de même suffisants pour l'amateur.

Au début des mesures, on peut se demander ce que sera la puissance H.F. approximative de sortie... ou ce qu'elle devrait être. En général, on en a toujours une première idée si l'on connaît les caractéristiques de la lampe ou du transistor final PA indiquées par le fabricant. A défaut, on peut toujours calculer la puissance d'alimentation de ce *dernier étage* (produit de la tension d'alimentation par l'intensité consommée) et considérer que l'on a approximativement un rendement de 60 à 70 % en classe B et un rendement de 70 à 85 % en classe C.

D'autre part, il importe de ne pas oublier que puissance H.F. disponible à la sortie d'un émetteur ne veut pas dire puissance effectivement rayonnée. Il ne suffit pas de produire de l'énergie haute fréquence, encore faut-il l'envoyer dans l'espace... et l'excellence de ce rayonnement ne peut dépendre que des qualités de l'antenne utilisée.

Précisons qu'un montage de wattmètre H.F. de ligne (pour ondes décamétriques) sera décrit au paragraphe 4 du chapitre XVIII.

•

Réglage des aériens V.H.F.-U.H.F.

Le réglage d'une antenne sur U.H.F. est très facile, car il est commode de construire sur ces longueurs d'ondes faibles, des contrôleurs de champ parfaitement accordés.

Nous prenons évidemment l'expression « U.H.F. » dans son sens général, c'est-à-dire aussi bien les U.H.F. proprement dites que les V.H.F.

Pour le réglage de l'élément actif folded (et des brins parasites, si l'antenne en comporte), il suffit de coupler, par approche de l'aérien, un contrôleur de champ du type représenté sur la figure XIII-101. Le réglage

est correct pour l'éclairement maximum de l'ampoule. Cette ampoule est soudée au milieu d'un *dipôle demi-onde*. Pour la bande 144 MHz, les tiges du dipôle mesureront sensiblement 47 cm chacune.

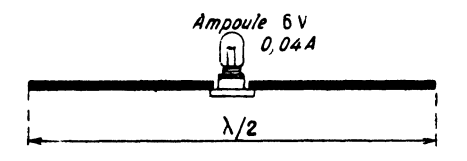


Fig. XIII-101

Un contrôleur de champ plus perfectionné, muni d'un galvanomètre, est cependant préférable parce que plus précis. La figure XIII-102 nous donne deux exemples :

En A, contrôleur avec montage en parallèle ; le redresseur est du type 1N34.

En B, contrôleur avec montage en série ; le redresseur est un WG2 (type vert) et la bobine d'arrêt Ch comporte 10 tours en fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm. Tous types de diodes modernes à cristal peuvent d'ailleurs convenir.

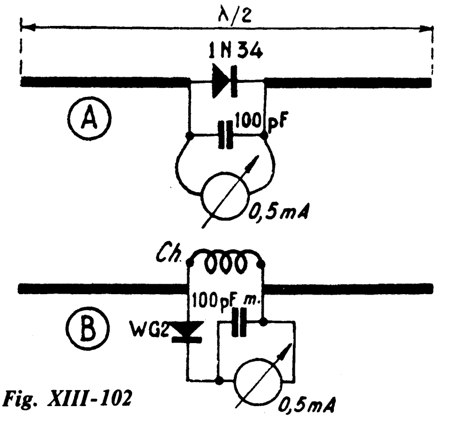


Fig. XIII-102

Dans les deux montages, l'indicateur de champ est un milliampèremètre à cadre de déviation totale 500 μA ; il ne mesure évidemment pas le champ en millivolts par mètre — son indication est toute relative, mais beaucoup plus précise que l'appréciation de l'éclairement d'une lampe.

En plaçant le dipôle successivement à l'avant et à l'arrière de l'antenne, on pourra aussi apprécier l'effet directif, et le cas échéant ajuster les éléments réflecteur et directeur.

§ 9. — Réflexions et conseils pratiques

A) Nous ne sortirons pas trop du cadre de ce chapitre en mentionnant ici une petite note au sujet des contrôles relatifs à la valeur du champ incident, de S1 à S9 unités internationales, suivant l'échelle « S » du code amateur RST :

Il a été admis qu'une augmentation de *un* point de cette échelle correspond à un champ incident *double*, lequel ne peut être créé que par une augmentation *quadruple* de la puissance antenne de l'émetteur. Ainsi, les conditions de propagation restant les mêmes pendant vos essais, si vous êtes reçu S6 avec 10 watts H.F., il faudra envoyer 40 watts H.F. pour être coté S7.

Cela a été dit :

1° Car c'est une chose assez peu connue de nombreux O.M., qui vous bombardent des S9 + + ou des augmentations de S de 3 ou 4 points bien souvent illusoires.

2° Parce qu'il faut procéder à de nombreux essais d'antenne, de couplage ou d'adaptation avant de se faire une opinion définitive (la propagation entravant souvent les expériences).

3° Parce qu'il est recommandé de demander des contrôles à des stations équipées de récepteurs munis de « S-mètre » sérieusement étalonnés... et ne pas se fier à la seule appréciation de l'opérateur.

Nous espérons que les quelques aériens étudiés guideront le choix des amateurs suivant l'appareil qu'ils utilisent, l'emplacement dont ils disposent, ou leur suggéreront des idées pour de nouveaux essais.

Accorder une antenne consiste, au point de vue théorique, à la transformer en *résistance pure* vis-à-vis de sa source d'alimentation H.F. Aussi les rôles de la pince coupante et du facteur « patience » sont-ils pri-

mordiaux dans l'accord d'un aérien, au même titre que le « fignolage » de l'adaptation d'impédance des feeders, tant sur l'antenne que sur le circuit de sortie de l'émetteur.

Au sujet *feeders,* n'oubliez pas que, quels qu'ils soient, ils ne doivent « pratiquement » pas rayonner. L'ondemètre devra entrer presque en contact pour donner une indication.

Attention aussi aux matériaux utilisés, cuivre ou duralumin, isolants divers, etc. (1).

Utiliser pour le brin rayonnant, et aussi pour les feeders, du *fil de cuivre unique,* si possible émaillé. Tous les câbles torsadés ou divisés doivent être absolument proscrits. Avec du câble torsadé, par exemple, au bout de quelques temps, l'oxyde arrive à isoler les brins les uns des autres. L'onde suit alors chaque brin constituant le câble, et l'antenne paraît trop longue. Une foule de phénomènes connexes néfastes se manifestent également : mauvais contact avec des fils en parallèle, effet de self-induction additionnelle, etc.

Se souvenir que les courants H.F. se propagent presque exclusivement à la surface des conducteurs. L'étain et le zinc étant mauvais conducteur de l'électricité, il faut rejeter également les fils de cuivre étamé et les fils galvanisés.

En résumé, on emploie ordinairement du fil plein (fil unique), en cuivre électrolytique de 16 à 20/10 de millimètre. Afin d'éviter l'oxyde qui pourrait recouvrir le cuivre à la longue et offrir ainsi une résistance plus élevée pour la H.F., nous conseillons l'emploi d'un fil de cuivre émaillé.

Choisir comme isolateurs d'extrémités, des bons pyrex (2) par exemple, reliés par de la forte corde goudronnée ou du cordonnet en nylon.

D'autre part, on a avantage à couper les haubans du pylône de loin en loin, par des isolateurs ordinaires, afin d'éviter qu'ils vibrent sur la fréquence d'émission ou sur harmoniques, absorbant ainsi inutilement une partie de l'énergie H.F. rayonnée (fig. XIII-103). Éviter d'avoir entre deux isolateurs, une distance égale à une demi-longueur d'onde.

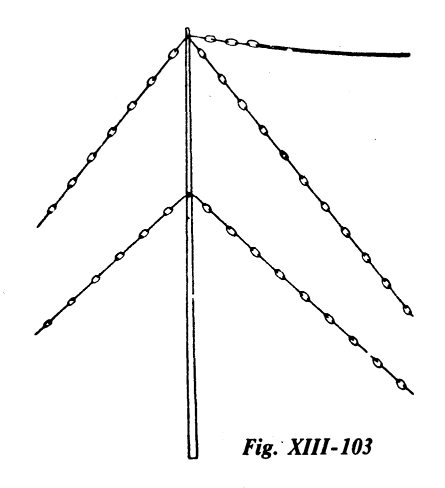


Fig. XIII-103

Il arrive de constater souvent, surtout en ville que les isolateurs (les œufs de porcelaine, notamment) sont recouverts de crasse, de suie, de rouille, etc. Pour les nettoyer, il suffit de les plonger quelques heures dans de l'acide sulfurique étendu d'eau, puis de les brosser à l'eau claire. Passer ensuite les isolateurs à l'étuve (ou au four de cuisinière !) ; ils reprennent ainsi leur aspect et leurs propriétés isolantes primitives.

Enfin, dernières recommandations : monter de préférence l'antenne avec des poulies en haut de chaque pylône. C'est tellement plus commode pour descendre l'aérien !! D'autre part, nous ne conseillons pas l'utilisation d'un *arbre* élevé comme support d'antenne : le balancement par le vent amène, tôt ou tard, de nombreux ennuis (en général, rupture de l'antenne ou du fil d'amarrage).

Jusqu'à des hauteurs de l'ordre de 10 à 15 mètres, on pourra utiliser des poteaux en pin, sapin ou tubes d'aluminium. Mais, pour des hauteurs supérieures, le travail devient délicat, d'abord pour trouver un poteau bien droit et élégant, ensuite pour le dresser !

---

(1) Est-il besoin de rappeler que les points de connexion antenne-feeder doivent être *obligatoirement soudés ?*

(2) Isolateurs « tibias » en verre pyrex.

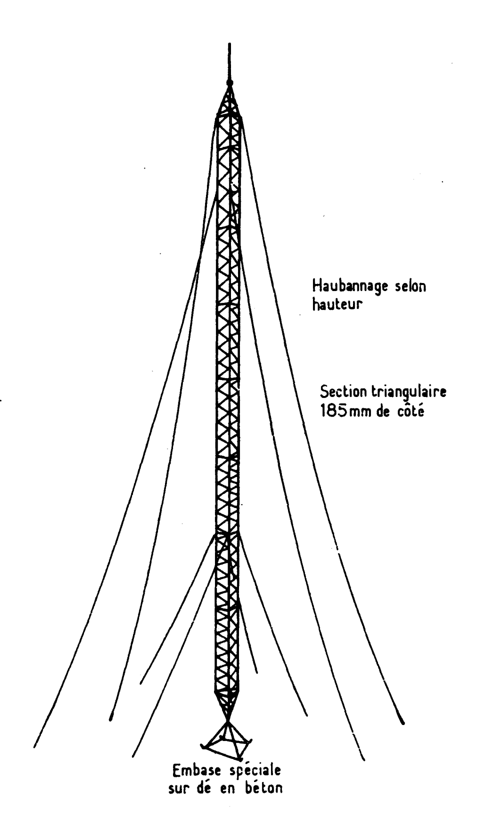


Fig. XIII-104

Citons également les pylônes à section triangulaire réalisés en tube léger (Portenseigne, Fracarro, Leclerc, etc.) dont un exemple est représenté sur la figure XIII-104. Ces pylônes sont fournis par éléments ou tronçons de 3, 4 ou 6 mètres de longueur (selon le cas). Deux procédés de montage sont proposés : soit assemblage complet au sol en position horizontale, puis dressement du mât tout monté et haubannage ; soit montage directement en place, en position verticale, avec assemblage tronçon par tronçon et haubannage au fur et à mesure de l'érection. Il est possible d'atteindre des hauteurs de l'ordre de 40 m (si cela est nécessaire...). Bien que très robustes, ces pylônes sont relativement légers (1,2, 2,7, ou 3,5 kg par mètre) selon la fabrication.

Il est parfaitement entendu que celui qui veut installer une antenne de radio (soit sur un toit, soit à partir du sol) en a absolument le droit ; aucun propriétaire ne peut s'y opposer sous peine de se voir poursuivre pour « trouble de jouissance ».

En effet, le « *Journal officiel* » du 3 juillet 1966 a publié la loi relative à l'installation d'antennes réceptrices de radiodiffusion, et au paragraphe 3 de l'article 1er, nous notons une innovation importante au profit des « radio-amateurs » agréés par le ministère des Postes et Télécommunications ; à savoir :

« Le propriétaire d'un immeuble ne peut s'opposer à l'installation, au remplacement ou à l'entretien des antennes individuelles émettrices et réceptrices, nécessaires au bon fonctionnement des stations du service amateur agréées par le ministre des Postes et Télécommunications, conformément à la réglementation en vigueur. Les bénéficiaires sont responsables, chacun en ce qui le concerne, des travaux d'installation, d'entretien ou de remplacement et des conséquences que pourrait comporter la présence des antennes en cause ».

Naturellement, l'amateur demeurant en ville, ou à proximité d'un aérodrome, et envisageant l'installation de pylônes imposants, fera bien de prendre connaissance, soit des arrêtés municipaux, soit de la réglementation de l'aérodrome, se rapportant à ce sujet (*avant* d'entreprendre la construction !).

B) Inverseur « émission-réception » et parafoudre

Comme nous l'avons dit au début de ce long chapitre, l'amateur utilise généralement le même aérien à la réception et à l'émission. Il profite ainsi, à la réception, de la directivité et de la fréquence de résonance propre de l'antenne d'émission.

Rappelons cependant que si le récepteur de trafic utilisé est du type à *transistors*, cette disposition risque d'amener une surcharge de l'étage H.F. d'entrée (avec effets de transmodulation dont on ne peut se défaire). Avec ce genre de récepteur, l'antenne

d'émission se montre généralement excessive (trop longue); il est alors nettement préférable que le récepteur dispose de sa propre antenne et que cette antenne soit d'une longueur beaucoup plus modeste.

Dans les cas où la même antenne est utilisée tour à tour en émission et en réception, le passage d'une position à l'autre se fait à l'aide d'un *inverseur.* Un exemple pratique a été montré sur la figure XII-9.

S'il s'agit d'un feeder à deux fils, d'impédance caractéristique bien déterminée, il faut évidemment un inverseur *bipolaire;* mais, il faut aussi que cet inverseur n'apporte pas une *rupture d'impédance* dans le feeder (surtout sur U.H.F.). En d'autres termes, il faut que cet inverseur, qui peut être considéré comme une portion de feeder, ait la même impédance caractéristique que ce dernier. Commercialement, on réalise des inverseurs bipolaires de ce genre spécialement étudiés pour •les feeders d'impédance courante (600, 300, 75 et 52 Ω).

S'il s'agit d'un feeder monoconducteur, l'inverseur sera du type unipolaire et ses caractéristiques propres n'ont aucune importance sérieuse.

Naturellement, dans les deux cas, on doit choisir des inverseurs donnant des contacts absolument parfaits, et à faibles pertes (montage sur stéatite H.F.). Ils seront soit du type à commande manuelle (inverseur à couteaux), soit du type électromagnétique à relais avec contact-inverseur, soit encore, du type électromagnétique à basculeur à mercure.

Il existe des quantités de relais sur le marché, relais présentant les caractéristiques les plus diverses et parmi lesquels il est aisé de trouver exactement le modèle dont on a besoin. En outre, ces relais sont à des prix assez bas, et il serait ridicule de se priver de ce perfectionnement dans l'automatisme des commandes.

Il reste évidemment à résoudre l'alimentation de ces relais (excitation de leur bobine); mais cela ne pose aucun problème sérieux. Parmi toutes les solutions qui peuvent être envisagées, en voici trois (les plus communément adoptées):

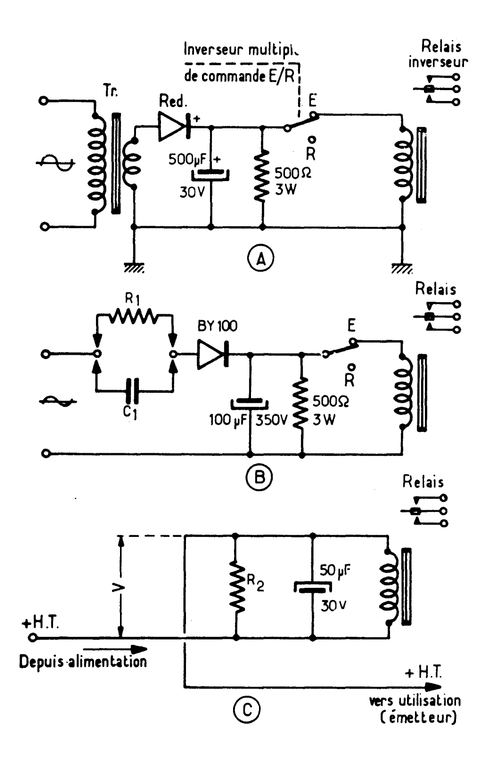


Fig. XIII-105

a) On peut concevoir un petit redresseur auxiliaire avec un transformateur abaisseur délivrant la tension requise (selon qu'il s'agit d'un relais 12 ou 24 V); le redressement est assuré par une cellule au sélénium ou par une diode au silicium *Red.* (voir fig. XIII-105 en A). La commande manuelle « émission-réception » s'effectue par une section d'un inverseur multiple commandant par ailleurs les alimentations H.T. de l'émetteur et du récepteur.

b) On peut aussi, en utilisant le même principe, prévoir l'alimentation directe du relais par le secteur (voir en B sur la figure). Le redressement est effectué par une diode au silicium typeBY100. La chute de tension nécessaire est obtenue, soit par une résistance R_1, soit par un condensateur C_1, en série. La valeur de la résistance ou la capacité du condensateur à utiliser dépend évidemment de la tension du secteur et de la

résistance propre de la bobine d'excitation du relais ; on vérifie que la tension d'excitation est convenable en branchant un voltmètre aux bornes de la bobine.

c) On peut également faire traverser la bobine du relais par le courant H.T., alimentant un circuit ou un étage quelconque de l'émetteur. Le relais est shunté par une résistance R_2 de valeur convenable pour obtenir la tension V requise (12 ou 24 V) à ses bornes, le relais « collant » en émission. Cela est représenté en C sur la figure XIII-105.

Outre l'inversion de l'antenne, il est évident que des relais peuvent être utilisés dans divers autres circuits des stations d'émission et de réception pour des dispositifs de sécurité ou en vue de l'automatisme des commandes. L'excitation de leur bobine est réalisée selon le mode qui paraît le plus favorable.

*
* *

Outre le classique relais électromagnétique, on peut également employer — et dans les mêmes conditions — les relais « reed » ou ILS (interrupteurs à lame souple). Ces organes sont constitués par une languette métallique fixe et une languette magnétique souple, toutes deux enfermées dans un tube de verre de faible diamètre contenant généralement une atmosphère gazeuse neutre (azote) et se présentant comme le montre la figure XIII-106.

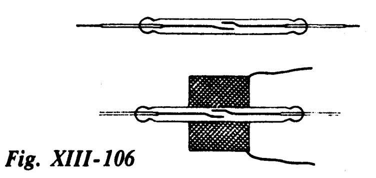


Fig. XIII-106

On en trouve de très nombreux modèles (Mazda-Belvu-C.I.F.T.E.) dont les limites de commutation du contact s'étendent de quelques watts, jusqu'à 50 W, et ce, pour des intensités jusqu'à 3 A, et pour des tensions jusqu'à 250 V (tension disruptive 500 V_{eff}, environ). Il convient donc de choisir l'élément ILS en rapport avec les caractéristiques du courant circulant dans le circuit à commuter.

Ces éléments ILS sont employés en association avec une bobine concentrique appropriée (40 à 100 ampère-tours) dont le champ, lorsqu'elle est excitée, attire la lame flexible et ferme le circuit.

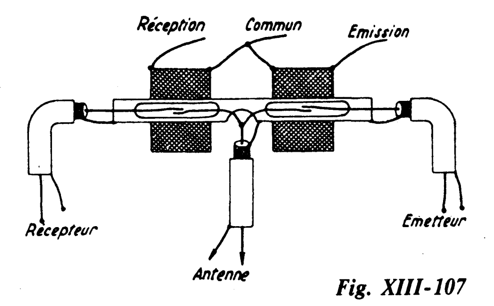


Fig. XIII-107

Un montage commutateur d'antenne « émission-réception » est représenté sur la figure XIII-107. Il est néanmoins recommandé, en ce qui concerne l'ILS « émission », de faire en sorte qu'il se ferme *avant* que l'émetteur ne soit sous tension, et qu'il s'ouvre après l'arrêt de l'émetteur. Cela s'obtient facilement à l'aide de plots intermédiaires ou décalés sur le commutateur qui inverse le courant sur les bobines d'excitation des ILS. Si cette précaution n'est pas respectée, des arcs peuvent se produire en détruisant rapidement les grains de contact.

Ces éléments ILS sont très conseillés sur V.H.F. en raison de leurs pertes excessivement faibles.

*
* *

Les parafoudres utilisés en radio sont des dispositifs de protection contre les effets nuisibles de l'électricité atmosphérique sur les antennes notamment. Ces perturbations peuvent être : soit une accumulation de charges statiques atmosphériques sur l'antenne ; soit une induction importante provoquée par un coup de foudre voisin de l'antenne.

Bien entendu, si la décharge atmosphérique atteint **directement** l'antenne, si la fou-

dre « tombe » sur l'antenne, les dispositifs parafoudres quels qu'ils soient, ne servent absolument à rien. En effet, une antenne, même associée à un parafoudre, ne saurait remplir le rôle d'un paratonnerre **dans ce cas-là !** D'ailleurs, il n'y a aucune raison pour que la foudre tombe sur une antenne, de préférence à une cheminée, un clocher ou un toit voisin. Ce sont là, précisément, les bizarreries imprévisibles et capricieuses de la foudre ; car, une antenne n'attire pas cette redoutable foudre... elle n'a aucun pouvoir dans ce sens ! Qu'on se le dise !

De plus, lorsque nous parlons d'antennes dans le cas présent, il ne s'agit nullement des cinq à dix mètres de fil accroché entre deux cheminées ou entre deux murs — souvent à un niveau inférieur à celui de la toiture — fil constituant les petites antennes de réception courantes. Pour ces dernières, aucun risque et aucune précaution spéciale à prendre ; voilà déjà un grand nombre de lecteurs qui doivent être rassurés.

Nous voulons parler des antennes longues, très élevées et bien dégagées, utilisées dans les stations d'écoute et par les amateurs-émetteurs. De telles antennes, extrêmement bien isolées par ailleurs, sont le siège par temps d'orage d'importantes charges statiques et de non moins importantes inductions au moment des éclairs. Ces charges et ces inductions peuvent présenter un certain danger pour les appareils de réception ou d'émission connectés à la base de l'antenne, pour l'opérateur et pour le bâtiment. Il convient donc d'écouler cette électricité à la terre, et c'est le rôle du parafoudre.

Il n'est absolument pas du tout conseillé de relier l'antenne **directement** à la terre, au moyen d'un inverseur à couteau par exemple, comme on le voit hélas trop souvent. Ce procédé consiste, en quelque sorte, à transformer l'antenne en paratonnerre ; or, les antennes n'ont pas les caractéristiques, ni la structure pour cela.

Absolument pas conseillées, non plus, les antennes « libres » ou « en l'air », c'est-à-dire dont l'arrivée est déconnectée de tout. L'écoulement de l'électricité recueillie ou induite est impossible ; les charges s'accumulent jusqu'au moment où elles provoquent une suite d'étincelles en un point d'amorçage le plus facile, avec une cloison, une charpente, une tapisserie, un isolateur de passage quelconque, etc. (d'où risque d'incendie).

Le **seul procédé efficace** consiste donc à débrancher l'antenne des appareils normalement utilisés et à la commuter, par un inverseur, sur un dispositif parafoudre se chargeant d'écouler à la terre l'électricité recueillie ou induite de l'installation aérienne (fig. XIII-108).

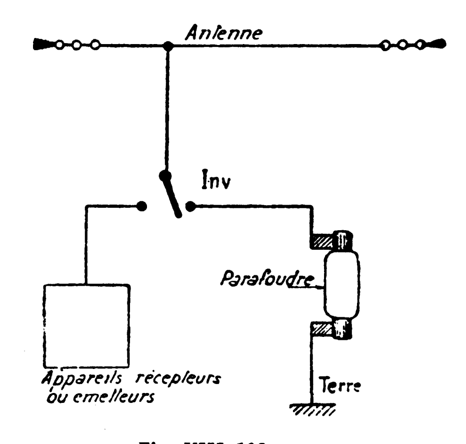


Fig. XIII-108

Naturellement, le montage de la figure XIII-108 doit être réalisé en double si l'on utilise une antenne à feeders symétriques ou à feeder coaxial.

Comme on le devine, il est recommandé de monter le parafoudre à l'extérieur des bâtiments ainsi que l'inverseur et d'utiliser une excellente prise de terre (conduite d'eau, plaque de terre, etc.).

Il est possible de distinguer les parafoudres à éclateurs ou à peignes et les parafoudres à gaz. Nous donnons notre préférence, et de très loin, aux parafoudres à gaz, parce que beaucoup plus efficaces que les premiers.

Un parafoudre à gaz a la forme représentée sur la figure. Il est composé d'une ampoule en verre épais comportant des contacts plats à chaque extrémité destinés

à être emmanchés dans un support à mâchoires. Chaque contact est relié à une électrode intérieure du parafoudre. L'ampoule de verre renferme un gaz raréfié (néon, hélium, hydrogène); cette atmosphère gazeuse offre normalement une résistance très élevée. Par temps d'orage, la surtension présente sur l'antenne, ionise le gaz et le rend momentanément très conducteur ; ce qui permet l'écoulement aisé de l'électricité atmosphérique vers la terre (parafoudre Siemens, type Es-sich-35, par exemple).

Lorsqu'il s'agit d'une violente induction provoquée par un coup de foudre voisin, le tube parafoudre s'illumine brutalement, les électrodes internes font même parfois fonction d'éclateur ; mais dans tous les cas, la préservation est assurée, la surtension induite étant canalisée vers la terre.

Lorsqu'il ne s'agit que de charges statiques, l'amorçage du tube parafoudre ne se produit que lorsque ces charges atteignent la tension requise ; le tube alors s'illumine, et laisse écouler les charges vers la terre. L'**accumulation** des charges dans l'antenne pouvant atteindre des potentiels dangereux est donc impossible. Mieux même, l'accumulation des charges statiques dans l'atmosphère environnant l'antenne est très difficile, puisque ladite antenne et son parafoudre offrent à ces charges un chemin privilégié pour atteindre le sol, et ce d'une manière lente, permanente et régularisée. En évitant cette accumulation des charges dans l'atmosphère, on conçoit que, en même temps, on minimise les chances d'un coup de foudre brusque ou d'une décharge directe sur l'antenne et le bâtiment.

On pourrait être tenté d'utiliser, comme élément parafoudre, un simple tube au néon. Ce serait une erreur grossière, les électrodes d'un tel organe ne présentant pas la robustesse nécessaire.

Dans le cas d'antennes extrêmement hautes, importantes et dégagées employées par les stations dites commerciales, on utilise des **combinateurs** qui comportent à la fois un parafoudre à peigne, un tube à gaz de décharge, un protecteur à incandescence et une bobine de réactance. Néanmoins, la simple, mais efficace disposition de la figure XIII-108 convient parfaitement pour les stations d'amateurs.

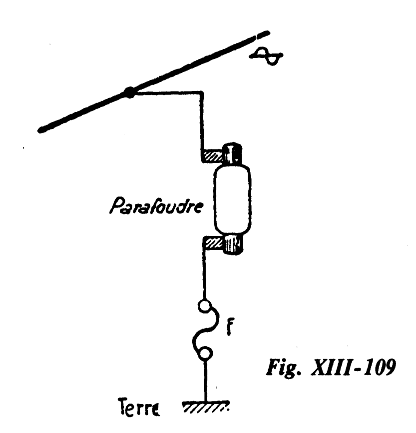


Fig. XIII-109

Pour obtenir une préservation plus complète d'une installation d'amateur, nous conseillons aussi le montage d'une ampoule parafoudre sur chacun des fils de distribution électrique ; il est prudent d'intercaler en F (fig. XIII-109), un fusible de sécurité de 3 à 5 A. Cette précaution n'est pas motivée ici pour l'écoulement des charges statiques, le secteur ne présentant pas les qualités d'isolement suffisantes pour permettre l'accumulation de ces charges, mais uniquement pour limiter les surtensions dues à l'induction dans le cas de décharges atmosphériques voisines.

§ 10. — Terre

Nous avons vu au début de ce chapitre, ainsi qu'au § 6-G, le rôle de la terre dans le rayonnement.

En résumé, une antenne verticale nécessite une prise de terre parfaite ; par contre, dans le cas d'un aérien horizontal, le rôle de la terre est beaucoup plus effacé (mais on ne peut pas dire qu'il soit négligeable, bien au contraire, *surtout dans le cas* de l'antenne Conrad et de ses dérivées Fuchs, Long Wire, etc., par exemple).

Comment établir une prise de terre ?

Tout d'abord, ne pas prendre la prise de terre du réseau de distribution électrique comme référence absolue ! Car, *en principe,* tous les points neutres du secteur doivent être reliés à la terre (si, toutefois, la solution de mise à la terre a été admise par la compagnie de distribution — ce qui n'est pas obligatoire). Mais, *en pratique,* il importe d'éviter les courants susceptibles de s'établir dans le sol entre deux points à des potentiels différents, courants qui peuvent donner lieu à des perturbations, d'abord sur la répartition des charges entre phases de la distribution considérée ; et aussi, surtout sur des lignes voisines de réseaux indépendants du premier (lignes téléphoniques, par exemple). Dans ce but, le nombre des prises de terre est aussi réduit que possible. On peut se trouver alors assez loin de l'une d'elles ; et de ce fait, il faut n'estimer qu'à sa juste valeur, la « terre » du neutre du réseau.

D'après M. Schiesser (*Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens,* 1923), on considère que la résistance d'une prise de terre est égale à :

$$R = \frac{U}{I}$$

U étant la différence de potentiel appliquée entre la plaque de terre et un point quelconque du sol situé à une distance de 20 mètres ; et I, l'intensité du courant qui passe dans le circuit fermé par ces deux points.

Nous nous empressons de dire que ce procédé n'est pas très exact quant aux valeurs des résistances de terre obtenues. La mesure correcte de la résistance (on devrait dire *impédance*) d'une prise de terre ne peut se faire qu'à l'aide d'un appareil spécial appelé contrôleur de terres anti-tellurique.

Néanmoins, dans les conditions de mesures approximatives exposées précédemment, voici à titre indicatif, quelques résultats obtenus (résultats valant surtout par comparaison entre eux) :

a) Plaque de cuivre 700 × 700 × 1 millimètres entourée de charbon de bois :

Sol caillouteux : 150 à 260 ohms ;

Sol argileux : 10 à 17 ohms.

b) Bande de feuillard de cuivre 0,002 × 0,018 × 18 mètres, entourée d'humus :

Sol caillouteux : 25 à 60 ohms ;

Sol argileux : 3 à 5 ohms.

D'autre part, la résistivité de différents sols, rapportée à celle de l'argile prise comme base, est proportionnelle aux chiffres suivants :

Argile	1
Humus	2
Sable	3
Cailloux	10

Enfin, voici, d'une manière générale, et pour un terrain de résistivité moyenne, la variation de la résistance d'une plaque de terre en fonction de sa surface (fig. XIII-110).

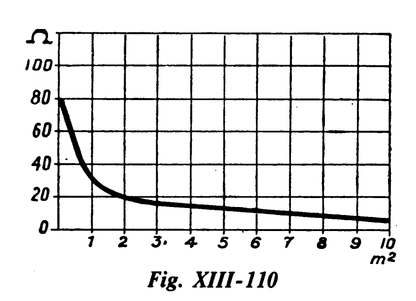


Fig. XIII-110

On voit qu'au-dessus de deux mètres carrés, la résistance diminue d'une façon très peu sensible.

En conséquence, une plaque de fer galvanisé, de zinc, ou mieux de cuivre, de 2 mètres carrés de surface enfouie à 1,50 ou 2 mètres de profondeur, constituera généralement une prise de terre suffisante, tout au moins pour la réception.

Mais ne délaissons pas la question vue sous l'angle « émission ».

Le courant qui circule dans l'antenne se prolonge dans le sol pour venir se fermer, par courants de déplacement dans l'air, entre la terre et les points à potentiel H.F. élevé de l'antenne. Il peut donc en résulter des pertes par effet Joule dans le sol.

La prise de terre idéale serait constituée par un important treillage de gros câble en

cuivre enfoui en terre sous l'antenne, et couvrant une surface plus grande que la projection de ladite antenne sur le sol. Le plus souvent, une telle terre est difficile à réaliser, et on doit se contenter d'une prise beaucoup plus modeste.

En *ondes courtes,* les résistances de terre des antennes sont presque négligeables, par suite de leurs très fortes résistances de rayonnement (facilité de faire le rapport « hauteur effective/λ » élevé); ce n'est cependant pas une raison suffisante pour négliger complètement l'établissement d'une bonne terre, qui est peut-être facultative au point de vue rayonnement H.F. (cas de certaines antennes horizontales symétriques), mais qui peut, cependant, diminuer considérablement — même supprimer — les ronflements d'induction sur la B.F., et aussi certains accrochages parasites de l'émetteur.

Pour une antenne verticale avec laquelle la terre est d'importance capitale au point de vue rayonnement H.F., on peut constituer une excellente prise de terre en réunissant des fils aussi nombreux que possibles répartis en « rayons » autour d'un point commun (voir § 6-G).

Avec une antenne horizontale, on peut améliorer la conductibilité du sol, en enterrant un réseau de fils parallèles, distants de 1 à 2 mètres, et dans la même direction que l'antenne. On place ainsi une dizaine de fils, débordant d'autre part, largement, la longueur de l'antenne ; ces fils sont connectés entre eux à une extrémité par un fil transversal soudé allant au poste.

Dans tous les cas, il est nécessaire d'employer du fil de cuivre de 20/10 de mm de diamètre, au moins, à cause de l'oxydation.

Dans les villes, une prise de terre faite sur la canalisation de distribution d'eau, se révèle très souvent amplement suffisante.

Amis lecteurs, la question « antenne » est d'importance ; elle mérite toute votre attention, votre propre expérience aussi, et tous vos soins ; un bon aérien permet, à puissance égale, une portée tellement supérieure !

§ 11. — BCI et TVI

Mais tout d'abord, qu'entend-on par les abréviations formant notre titre ?

BCI signifie : perturbations **pouvant être** créées sur des récepteurs de radiodiffusion par un amateur-émetteur voisin. On dit aussi **RFI :** brouillages sur les radios fréquences.

TVI signifie : perturbations **pouvant être** créées sur des récepteurs de télévision par un amateur-émetteur voisin.

Nous avons bien dit « pouvant être » ; car si les perturbations ont pour source l'émetteur voisin, ce dernier n'en est pas toujours, et obligatoirement, la **cause** (mais bien plus souvent le récepteur lui-même, mal conçu).

Nous allons donc étudier ces perturbations et leurs remèdes, afin de recréer l'entente cordiale entre auditeurs et amateurs-émetteurs.

Précautions essentielles à prendre chez l'OM

Naturellement, pour que l'OM puisse travailler en toute conscience (et dormir en paix), il se doit de prendre certaines précautions dans l'installation de son poste émetteur. Nous allons les voir ci-dessous :

a) Précisons, tout de suite, que l'installation de circuits bouchons, filtres ou trappes entre la sortie de l'émetteur et la base de l'antenne, circuits destinés à réduire, — voire à supprimer — le rayonnement harmonique, sont absolument inopérants dans le cas de QRM BCL. En effet, contrairement à ce que beaucoup s'imaginent, ce n'est pas le rayonnement harmonique de l'émetteur qui amène des perturbations dans la gamme P.O. ; le rayonnement harmonique ne pourrait apporter des troubles que sur des bandes de fréquences plus élevées que la fréquence d'émission (harmoniques 2, 3, etc.). En fait, les « harmoniques » 1/2, 1/3, 1/4, etc... n'existent pas. Nous en reparlerons au paragraphe consacré aux précautions à prendre chez le BCL.

b) Quelque que soit l'antenne utilisée, la masse de l'émetteur doit être reliée à une excellente prise de terre.

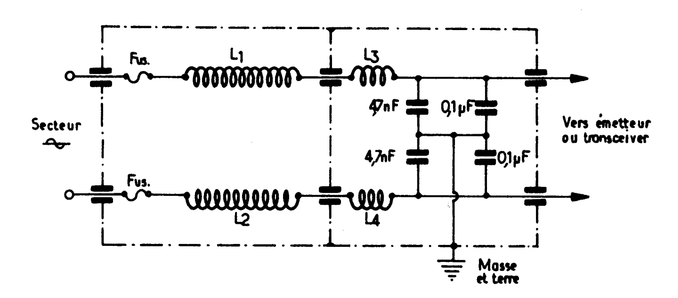


Fig. XIII-111

c) Afin d'éviter que la H.F. soit canalisée par les fils du secteur, il est nécessaire de placer un filtre en L sur chaque fil du réseau d'alimentation de l'émetteur, le plus près possible de ce dernier.

Le filtre proposé sur la figure XIII-111 convient aussi bien dans le cas d'un émetteur pour ondes décamétriques que dans le cas d'un émetteur pour V.H.F. (émetteur ou transceiver, évidemment). Il s'agit de deux filtres en L, un sur chaque fil du réseau d'alimentation. Les bobines L_1 et L_2 à grand nombre de tours conviennent pour bloquer les fréquences relativement peu élevées (ondes décamétriques) ; d'autre part, les bobines L_3 et L_4 (peu de tours à faible capacité répartie) conviennent pour bloquer les V.H.F. Les condensateurs de fuite de 0,1 μF sont du type papier, mylar, ou polyester pour 1 500 V ; les condensateurs de 4,7 nF type céramique en parallèle sont destinés à faciliter l'écoulement des V.H.F. (les condensateurs de 0,1 μF étant souvent plus ou moins inductifs). Nous avons :

$L_1 = L_2 = 80$ tours de fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm enroulés jointifs sur un tube isolant de 25 mm de diamètre.

$L_3 = L_4 = 10$ tours ; même fil ; enroulement à spires espacées ; écartement entre spires de 1 à 2 mm ; sur tube isolant de 25 mm de diamètre.

L'ensemble doit être monté dans un boîtier métallique clos relié à la terre et à la masse de l'émetteur.

d) En télégraphie, l'O.M. doit tout mettre en œuvre pour supprimer les claquements de manipulation. Pour ce faire, ne jamais manipuler dans un circuit, ou dans une électrode, où la tension et l'intensité sont importantes. La manipulation par blocage de grille est, dans ce sens, sans aucun doute la meilleure. De plus, utiliser toujours un filtre efficace aux bornes mêmes du manipulateur.

e) En téléphonie, en AM notamment, ne dépasser en aucun cas la profondeur maximum de modulation, soit 100 %. Pour cela : limiter la profondeur moyenne vers 70 %, ce qui laissera une marge en cas d'emportement vocal de l'opérateur entraîné dans le feu de l'action, ou, ce qui est mieux encore, utiliser un compresseur de modulation qui, après réglage, permettra une modulation toujours voisine de 100 %, sans toutefois pouvoir dépasser ce taux.

f) En SSB, ne pas freiner volontairement l'action du circuit A.L.C., et à plus forte raison, ne pas supprimer ou court-circuiter ce dispositif !

Dispositions à prendre chez le BCL

Ici, l'OM accusé d'être un perturbateur devra user de toute sa diplomatie. Surtout, ne dites pas à votre plaignant que son récepteur présente des défauts, car il ne manquerait pas de vous rétorquer : « Avant l'installation de votre « engin », tout allait bien ! » Ce qui, naturellement, est exact.

Et pourtant, certaines précautions élémentaires, mais essentielles, doivent être prises, notamment pour l'installation dudit récepteur ; sans quoi, la plainte dont le BCL vous a menacé risque fort d'être classée sans suite.

OM, là est votre argument ; tâchez de l'exploiter et d'amener le BCL à consentir

à ce que vous alliez voir son installation, qui doit obligatoirement — rappelez-lui bien — satisfaire à des conditions minima.

1° S'assurer que le récepteur possède un collecteur d'ondes correct : antenne extérieure, antenne intérieure convenable ou cadre. Proscrire radicalement l'emploi d'une terre (gaz, eau ou autres) en guise d'antenne ! Par contre, cette prise de terre sera avantageusement connectée à la douille « terre » du récepteur, après l'installation d'un collecteur d'ondes normal.

2° Le QRM BCL peut être notablement réduit, si de la H.F. est canalisée par le secteur, en intercalant un filtre en L sur chaque fil du réseau à l'entrée du récepteur, comme nous l'avons fait à l'émetteur ; cependant, dans bien des cas, deux condensateurs de l'ordre de 47 nF suffiront (un sur chaque fil du secteur, les autres extrémités des condensateurs étant reliées ensemble et connectées à la terre). Voir figure XIII-112.

3° Si le QRM BCL existe encore après ces deux essais préliminaires, il convient alors d'opérer directement sur le récepteur.

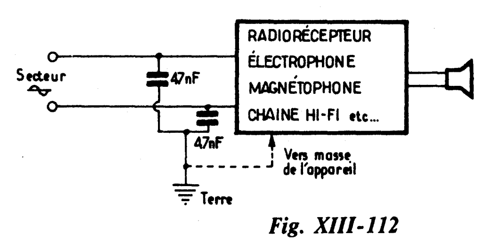


Fig. XIII-112

Lorsque l'émission est entendue sur plusieurs points du cadran (en P.O. par exemple), il ne s'agit nullement d'harmoniques de la fréquence d'émission ; revoir ce qui a été dit en *a)*. Par contre, le phénomène est bel et bien dû aux harmoniques de l'oscillateur local du récepteur ; le couplage de cet oscillateur est souvent exagéré, et l'oscillation, de ce fait, riche en harmoniques... Les dits harmoniques viennent alors interférer avec la fréquence porteuse de l'émission de l'OM voisin, pour donner, par battement, une fréquence de 472 kHz (ou 455 kHz) normalement amplifiée par le canal M.F. du récepteur, et ce, naturellement, pour plusieurs points de réglage de l'aiguille du cadran, suivant le rang de l'harmonique provoquant un battement égal à la M.F.

Le problème consiste à réduire notablement l'amplitude des oscillations harmoniques de l'oscillateur local du récepteur, sans trop altérer, toutefois, l'oscillation fondamentale et sans entraîner un décrochage pur et simple aux extrémités inférieures en fréquence des diverses gammes.

Devant la multiplicité des schémas d'étages oscillateurs ou d'étages changeurs de fréquence susceptibles d'être rencontrés dans les radio-récepteurs à transistors, il est très difficile de préconiser telle solution plutôt qu'une autre. Le schéma de la figure XIII-113 est donc donné uniquement pour étayer nos commentaires. On pourra :

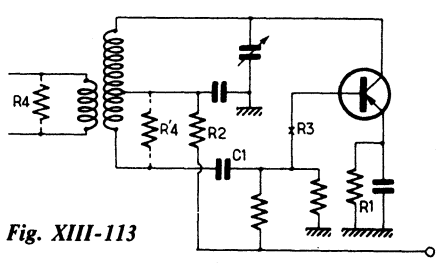


Fig. XIII-113

a) essayer d'augmenter la résistance du circuit d'émetteur R_1 ;

b) essayer de réduire la tension d'alimentation en augmentant R_2 ;

c) essayer de réduire l'amplitude de l'oscillation, soit en intercalant une résistance de faible valeur (point R_3), soit en shuntant par une résistance R_4 ou R'_4 l'enroulement de couplage ou l'enroulement d'entretien (selon le montage oscillateur rencontré), soit en réduisant la capacité de C_1.

Les nouvelles valeurs des composants à modifier sont évidemment à déterminer expérimentalement avec soin.

En outre, il faut compter avec l'effet bien connu dit « de diode » des transistors oscillateur, changeur de fréquence, voire amplificateur H.F., et il est toujours *très imprudent* de connecter une antenne (surtout si elle est un peu longue) sur un récepteur à transistors (transmodulation).

4° Arrivons au cas du monsieur qui écoute la station perturbatrice quelle que soit la position de l'aiguille sur le cadran et quelle que soit la gamme d'ondes, voire en position « pick-up »... ou avec un électrophone ou une chaîne Hi-Fi...

Cette fois, il s'agit tout bonnement d'un étage B.F. qui détecte, et en général, le *premier* étage. Le remède est montré sur la figure XIII-114 : Le plus près possible de l'électrode d'entrée du transistor B.F. fautif, on intercale un petit filtre passe-bas en π composé d'une résistance et de deux condensateurs dont les valeurs sont à déterminer avec soin. Par ailleurs, il importe de bien s'assurer que la connexion qui y aboutit est parfaitement et efficacement *blindée*, avec un blindage bien relié à la masse.

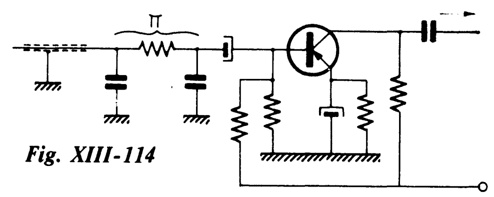


Fig. XIII-114

T.V.I.

Pour les perturbations en télévision, les causes sont toutes différentes de celles des BCI, en ce sens qu'ici, se sont bel et bien les **harmoniques** de l'émetteur qui sont redoutables, les transmissions T.V. s'effectuant sur V.H.F. On réduira donc les T.V.I. en minimisant le rayonnement harmonique, de rangs élevés surtout, de notre émetteur.

Comment l'interférence pénètre-t-elle dans le récepteur T.V. ? Deux chemins sont possibles : Soit par l'antenne et la suite normale (donc harmonique VHF) ; soit par attaque directe des MF du récepteur (harmonique de fréquence moins élevée).

L'émission de télévision s'opère sur deux fréquences porteuses : la porteuse son et la porteuse image, distantes l'une de l'autre de 11, 15 MHz (1). Mais n'oublions pas que cette plage de 11, 15 MHz est entièrement utilisée pour la transmission de l'image. En conséquence, il suffit qu'un harmonique V.H.F. de l'émetteur tombe **en un endroit quelconque** de cette plage pour qu'il y ait perturbation. Quant aux « moyennes fréquences » des récepteurs de T.V., la situation est encore plus grave.

Les valeurs MF sont standardisées aux fréquences suivantes : MF son = 39,2 MHz ; MF image = 28,05 MHz (32,7 MHz lors de la réception des canaux U.H.F.). Cela, avec la même remarque que précédemment, à savoir que l'écart entre ces deux M.F. est occupé par la bande passante image. Or, entre 28 et 39 MHz, il y a la bande « amateur » 28 MHz !

Si l'on veut trafiquer sur cette bande, les perturbations sont presque inévitables. Pour le trafic sur les autres bandes décamétriques de fréquences moins élevées, il faudra donc chercher à réduire le plus possible l'harmonique tombant dans la bande 28 MHz (si l'interférence entre par le canal MF du récepteur).

Mais, supposons que nous sommes un perturbateur, et procédons par ordre.

1° Débranchons l'antenne de l'émetteur, éloignons le feeder et, l'émetteur étant en fonctionnement, chargeons le PA par une antenne fictive.

Si la perturbation est stoppée, cela indique que l'harmonique est rayonnée par l'antenne. Un remède efficace consiste alors à monter un circuit Collins à la base du feeder, ou un circuit Jones comme circuit anodique du PA ; ces circuits étant des filtres passe-bas, suppriment le passage des harmoniques.

Il est également possible d'intercaler un circuit bouchon L_1 C_1 à la sortie anodique du tube PA (voir fig. XIII-115). Si l'on utilise un push-pull au PA, un circuit L_1 C_1 devra être monté à la sortie anodique de chaque **tube.** Bien entendu, le circuit L_1 C_1 doit être réalisé de façon telle qu'il puisse s'accorder sur la fréquence perturbatrice à éliminer (28 MHz ou V.H.F., selon le cas).

2° Si la perturbation existe toujours, il faut en déduire qu'elle est rayonnée par l'émetteur lui-même, ou véhiculée par les fils du secteur électrique.

(1) Ceci pour le standard français V.H.F. ; sur U.H.F., cet espacement est de 6,5 MHz.

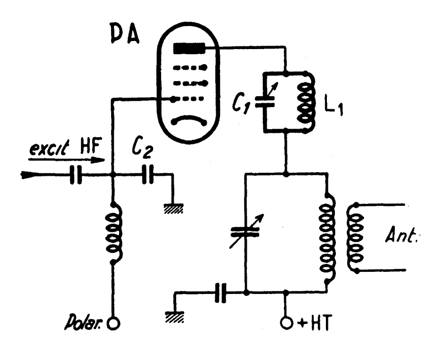


Fig. XIII-115

Il faut alors couper successivement l'alimentation des divers étages, étage par étage, dans l'ordre : PA, doubleurs, jusqu'au pilote ; ceci, en observant chaque fois ce qui se passe au point de vue T.V.I.

Lorsque l'on aura trouvé l'étage en cause, nous lui ferons subir le traitement suivant :

a) découpler les cosses filament du tube par deux condensateurs de 2 000 pF céramique ;

b) monter une bobine d'arrêt V.H.F., découplée par un condensateur de 2 000 pF céramique à la masse, dans l'alimentation HT de plaque et d'écran ;

c) monter dans le circuit plaque de l'étage perturbateur, un circuit bouchon L_1 C_1 accordé sur la fréquence de perturbation (comme nous l'avons indiqué pour le PA, fig. XIII-115) ;

d) s'assurer que l'étage perturbateur n'auto-oscille pas ; placer des résistances de 40 ohms environ en série aux sorties des cosses de grille et d'écran (voir chapitre V § 7) ;

e) dans la liaison de grille fournissant l'excitation H.F. à l'étage en défaut, monter un circuit de couplage en π (voir chapitre V, § 10) ;

f) intercaler des filtres V.H.F. sur les fils du secteur (comme indiqué sur la figure XIII-111, mais avec des bobines ne comportant que quelques tours et des capacités de l'ordre de 100 pF) ;

g) entre grille et masse de l'étage en défaut, placer une capacité céramique de 10 pF environ (C_2 sur la fig. XIII-115) ; réaccorder ensuite pour obtenir l'excitation correcte de l'étage ;

h) utiliser un **rack métallique,** fermé sur toutes ses faces, correctement relié à la terre ;

i) shunter tous les milliampèremètres de mesure par un condensateur céramique de 2 000 pF ;

j) enfin, ne pas faire travailler l'étage PA en doubleur de fréquence, ne pas surmoduler et supprimer tout claquement de manipulation.

Il est extrêmement rare d'avoir à effectuer toutes ces modifications sur un même émetteur. Généralement, l'emploi d'un filtre Jones ou Collins dans la liaison à l'antenne, la trappe L_1 C_1 à la sortie anodique du PA, la liaison inter-étage par circuit π (grille PA) et un rack métallique, suffisent et donnent toutes satisfactions.

Pour un émetteur V.H.F., les perturbations ne peuvent attaquer que l'entrée du récepteur T.V. ; les interférences sur le canal MF image ne sont plus à craindre. Les précautions à prendre seront donc les suivantes :

Montage de trappes L_1 C_1 dans les circuits anodiques, trappes accordées dans la bande « image » transmise par l'émetteur T.V....

Puis, les précautions indiquées aux alinéas : a, b, c, d, f, h, i et j.

Si, après tous ces essais, soit sur ondes décamétriques, soit sur V.H.F., les T.V.I. persistaient encore un petit peu, il conviendrait de s'attaquer au récepteur de T.V. lui-même : filtre secteur ; blindage complet (revêtement métallique interne de l'ébénisterie) ; orientation de l'antenne T.V. ; trappe intercalée à l'entrée « antenne » du téléviseur et accordée sur l'onde V.H.F. perturbatrice, etc. Dans certains montages, la gaine extérieure du câble coaxial d'antenne n'est pas reliée **directement** au châssis du téléviseur ; la liaison s'opère par l'intermédiaire d'un condensateur céramique de 1 500 à 2 000 pF. C'est insuffisant ; shunter cette capacité par un condensateur au papier de forte valeur (20 000 à 50 000 pF environ).

Filtres-trappes pour T.V.I.

Nous allons voir successivement :

a) un filtre destiné à être monté à la sortie d'un émetteur pour ondes décamétriques (10, 15, 20, 40 et 80 m);

b) un filtre destiné à être monté à la sortie d'un émetteur 144 MHz ;

c) un filtre destiné à être intercalé à l'entrée d'un téléviseur.

Filtre pour émetteur à ondes décamétriques

Il s'agit évidemment d'un filtre passe-bas. Sa fréquence de coupure se situe à 45 MHz ; à 55 MHz, l'atténuation est de — 80 dB ; à 100 MHz, elle est de — 90 dB et se maintient constante jusqu'à plus de 220 MHz. Les harmoniques de rang élevé de l'émetteur sont donc affaiblis de telle façon qu'ils sont pratiquement négligeables dans les canaux réservés à la télévision, et, en tout cas, ne risquent pas de provoquer des interférences.

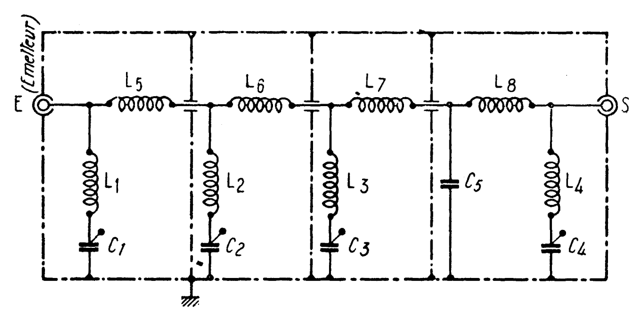


Fig. XIII-116

Ce filtre est prévu pour une impédance de l'ordre de 75 ohms. Son schéma est montré sur la figure XIII-116. Nous l'intercalons dès la sortie de l'émetteur, entre émetteur proprement dit et le circuit accordé auxiliaire d'antenne, au milieu du câble coaxial de liaison à 75 Ω, au moyen des fiches coaxiales E et S (E = côté émetteur ; S = vers circuit auxiliaire d'antenne).

Car, nous rappelons tout de même que si l'amateur-émetteur provoque des T.V.I., la plus élémentaire des précautions consiste à ne pas « piquer » l'antenne directement sur la bobine du PA (!), mais à utiliser un circuit auxiliaire de couplage d'antenne.

La liaison entre le circuit PA et le circuit auxiliaire d'antenne se fait par une ligne à basse impédance, généralement une ligne torsadée. C'est cette dernière qu'il faut remplacer par un morceau de câble coaxial de 75 Ω d'impédance caractéristique, dans lequel se trouve intercalé le filtre passe-bas.

Tous les bobinages sont réalisés sur air, diamètre intérieur 12 mm, fil de cuivre émaillé de 20/10 de mm, espacement entre spires égal au diamètre du fil.

Nous avons :

$L_1 = L_4 = 4\ 1/2$ tours
$L_2 = 1\ 1/2$ tour
$L_3 = 3/4$ tour
$L_5 = 5\ 1/2$ tours
$L_6 = 6\ 1/2$ tours
$L_7 = 7\ 1/2$ tours
$L_8 = 6\ 1/2$ tours.

Les condensateurs C_1 à C_4 inclus sont du type ajustable à air. Ils sont destinés à accorder chaque branche des circuits-série sur les fréquences suivantes :

L_1C_1 sur 55 MHz ; L_2C_2 sur 70 MHz ; L_3C_3 sur 85 MHz ; L_4C_4 sur 55 MHz.

Nous avons :

$C_1 = C_4 = 100$ pF (à régler sur 42 pF).
$C_2 = 140$ pF (à régler sur 110 pF).
$C_3 = 140$ pF (à régler sur 120 pF).

Le condensateur C_5 est fixe ; sa capacité doit être de 134 pF ; il est constitué par deux condensateurs en parallèle de 67 pF à mesurer pour obtenir la capacité requise (conden-

sateurs type céramique à forte tension de claquage ; valeur normalisée = 68 pF).

L'ensemble du filtre doit être monté dans un blindage parallélépipédique totalement clos et cloisonné en quatre compartiments comme il est représenté en traits mixtes sur la figure XIII-116.

Les liaisons à la masse des différents points des circuits et des parties extérieures des douilles coaxiales E et S se font directement par soudure au boîtier, ce dernier étant relié par ailleurs à la masse et à la terre de l'émetteur. Les plaques de cloisonnement sont également soudées à l'intérieur du boîtier ; elles sont percées d'un trou muni d'une perle de stéatite pour le passage de la connexion. Seule une face du boîtier est amovible (fixation par vis parker).

Filtre pour émetteur 144 MHz

C'est évidemment encore un filtre passe-bas ; son schéma est représenté sur la figure XIII-117. Son impédance est de l'ordre de 75 Ω. Il s'intercale donc dès la sortie de l'émetteur, sur le câble coaxial de liaison à l'antenne.

Quant aux condensateurs ajustables à air, nous avons :

$C_1 = C_4 = 25$ pF (à régler sur 11 pF).

$C_2 = C_3 = 50$ pF (à régler sur 38 pF).

Nous indiquons les capacités de réglage à titre indicatif... car sur V.H.F., c'est une autre histoire ! La plus petite différence dans la construction des bobines, la longueur des connexions, les capacités parasites, sont autant de facteurs qui modifient la fréquence de résonance des circuits. Il sera donc prudent de retoucher éventuellement les réglages des condensateurs C_1, C_2, C_3 et C_4, la fréquence de coupure du filtre devant se situer à 160 MHz.

La réalisation pratique se fait comme dans le cas précédent : boîtier parallélépipédique cloisonné en trois compartiments égaux ; soudures au boîtier, etc. Nous n'insisterons donc pas davantage. Néanmoins, comme l'inductance des connexions intervient fortement sur ces fréquences élevées, nous donnons les dimensions du boîtier : 32 × 32 × 180 mm. Ce qui permet une construction suffisamment aérée, sans atteindre des longueurs prohibitives pour les connexions.

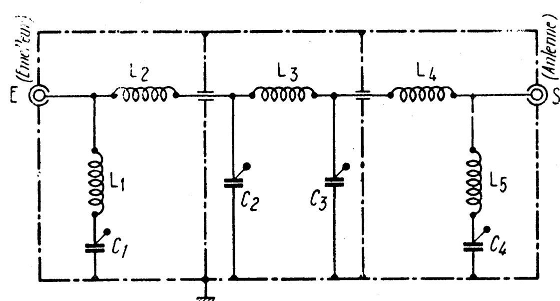


Fig. XIII-117

Tous les bobinages sont réalisés sur air, diamètre intérieur 6 mm, en fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm.

Nous avons :

$L_1 = L_5 = 3$ tours ; largeur de la bobine : 6 mm.

$L_2 = L_4 = 2$ tours ; largeur de la bobine : 3 mm.

$L_3 = 5$ tours ; largeur de la bobine : 20 mm.

Filtre pour téléviseur

Un filtre peut être placé avantageusement à l'entrée d'un téléviseur lorsque les ondes perturbatrices attaquent directement le canal M.F. « image » de l'appareil, c'est-à-dire lorsque la fondamentale (cas d'une émission sur 28 MHz) ou les harmoniques de l'émission gênante tombent dans la bande passante M.F. « image » du récepteur (bande large de 11, 15 MHz dans le standard français V.H.F.).

Il s'agit d'un filtre prévu pour l'impédance caractéristique de 75 Ω des câbles coaxiaux d'antenne de télévision ; ce filtre s'intercale à l'entrée « antenne » du téléviseur (E = antenne ; S = vers téléviseur ; voir figure XIII-118). Mais cette fois, il s'agit d'un filtre passe-haut dont nous allons régler la fréquence de coupure vers 30 MHz.

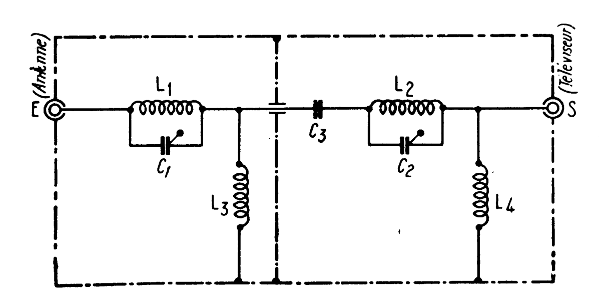


Fig. XIII-118

Il s'agit d'un filtre simple à deux sections seulement. La réalisation pratique est la même que pour les filtres précédents ; nous n'insisterons donc pas davantage.

Nous avons :

$C_1 = C_2 = 150$ pF (condensateur ajustable à air) ;

$C_3 = 22$ pF céramique ;

$L_1 = L_2 = 4$ tours de fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm, bobinés sur air, diamètre intérieur de 12 mm ; écartement entre spires égal au diamètre du fil.

$L_3 = L_4 = 7$ tours, comme précédemment.

Les circuits L_1C_1 et L_2C_2 doivent être accordés sur 28 à 30 MHz. Mais il est possible aussi d'accorder une cellule (L_1C_1 par exemple) sur 28 MHz, et l'autre cellule L_2C_2) sur 21 MHz. Pour cela, nous devons alors avoir :

$L_2 = 8$ tours ; $L_4 = 9$ tours ; autres caractéristiques, comme précédemment.

Nous pouvons également conseiller, en fabrication commerciale, le filtre passe-haut pour les bandes III, IV et V de « Portenseigne » type 0 - 550 - 60 (affaiblissement de passage = 0,5 à 1,5 dB de 162 à 806 MHz ; fréquence de coupure = 160 MHz ; protection supérieure à 30 dB de 1 à 135 MHz).

Moyennant toutes ces précautions, l'entente et la co-existence pacifique entre amateurs-émetteurs et téléspectateurs doivent être parfaites !

CHAPITRE XIV

TECHNIQUE DES V.H.F.
ONDES MÉTRIQUES

§ 1. — Généralités

Nous allons étudier dans ce chapitre les différents appareils : adaptateurs, récepteurs, émetteurs, transceivers, qui, par leurs montages spéciaux, se rattachent plus particulièrement aux U.H.F., c'est-à-dire aux ultra-hautes fréquences. Mais qu'appellerons-nous U.H.F. ? Si vous le voulez bien, nous allons adopter la subdivision V.H.F., comme le veut la coutume, pour les fréquences comprises entre 30 et 300 MHz (ondes métriques). Quant aux U.H.F. proprement dites, nous pourrons y classer toutes les fréquences supérieures à 300 MHz (ondes décimétriques et centimétriques).

Toutefois, lorsque nous emploierons le sigle « U.H.F. » de façon très générale et sans esprit de classification, cela voudra dire qu'il s'agit *en bloc* de toutes les fréquences supérieures à 30 MHz (c'est-à-dire toutes les longueurs d'ondes inférieures à 10 mètres).

Actuellement, les bandes sur U.H.F. réservées aux *amateurs français* sont les suivantes :

Bande de 144 à 146 MHz (dite des 2 mètres).

Bande de 430 à 440 MHz (sauf 433 à 434.5).

Bande de 1 220 à 1 260 MHz.
Bande de 2 300 à 2 450 MHz.
Bande de 5 650 à 5 850 MHz.
Bande de 10 000 à 10 500 MHz.
Bande de 24 000 à 24 500 MHz.

Sur ces bandes, la puissance input maximum autorisée est de 100 watts.

Pendant longtemps, on a cru que les U.H.F. se propageant uniquement suivant l'onde directe, avaient une portée restreinte (une montagne, une forêt ou une agglomération, etc., formant écran-obstacle)...

Aujourd'hui, des faits sont là qui démontrent la possibilité de liaisons bilatérales intéressantes. Déjà avant-guerre, de nombreux O.M. français avaient étudié la bande 56 MHz et réalisé d'intéressants QSO quant à la distance couverte.

Le DX est donc possible sur les ondes inférieures à 10 mètres : chaque mois, les

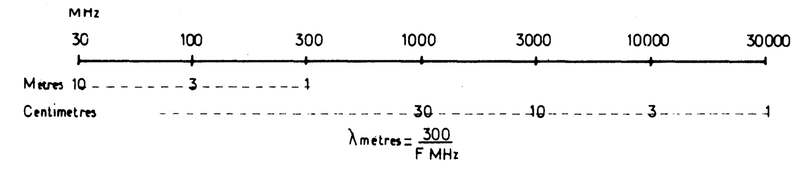


Fig. XIV-1

Avant d'aller plus loin, et pour bien fixer les idées un peu vagues des amateurs sur ces fréquences, nous donnons en figure XIV-1 un abaque « fréquence/longueurs d'onde » pour les ondes très courtes, inférieures à 10 mètres.

comptes rendus internationaux viennent le confirmer.

On voit par là l'immense travail qui reste à faire, le vaste domaine offert aux inlassables recherches des bénévoles et persévérants amateurs !

Outre la qualité du matériel employé, il convient de signaler que beaucoup de liaisons DX sont *sporadiques* et même difficiles à renouveler : le facteur principal étant *la propagation.*

Aussi est-on amené à considérer la *portée pratique* des ondes à U.H.F. c'est-à-dire la portée sur laquelle on puisse compter pour établir une *liaison certaine.*

Dans ce but, M. W. Callendar, à la suite de nombreux essais, a pu établir quelques statistiques très intéressantes (publiées dans *Wireless World,* Londres, avril 1949). Nous résumons les résultats obtenus par le tableau ci-dessous.

Les portées pratiques en *onde directe,* au-dessus du sol, sont indiquées en kilomètres suivant les hauteurs des antennes d'émission et de réception ; de plus, la portée A correspond à une puissance H.F. d'émission de 0,1 watt compte tenu d'un affaiblissement de 10 dB dû aux obstacles, réflexions, interférences, etc... Quant à la portée B, elle correspond à une puissance H.F. d'émission de 1 kW avec affaiblissement de 20 dB.

Dans tous les cas, on exige à la réception un champ de 4 microvolts par mètre sur 30 et 80 MHz, et un champ de 3 μV/m sur 180 MHz.

Le tableau ci-dessous est très intéressant lorsqu'il s'agit d'établir un projet de télécommunication. Mais d'autres cas, plus généraux, peuvent se présenter et il nous paraît instructif de développer quelque peu ce sujet (1).

On se souviendra d'abord qu'il est fort risqué de pré-évaluer un champ électromagnétique par extrapolation de mesures faites à très faibles puissances ; le tableau nous le montre bien !

Il est également fort risqué de pré-évaluer un champ en se basant sur la distance. Beverage qui a effectué un très grand nombre de mesures dans ce sens a trouvé que la valeur du champ, *dans un espace dégagé,* est inversement proportionnelle *à la distance* dans certaines zones proches de l'émetteur... et inversement proportionnelle *au carré de la distance* dans d'autres zones plus éloignées de l'émetteur.

En conséquence, la formule empirique, que l'on cite fréquemment :

$$E = \frac{7 \sqrt{W}}{d}$$

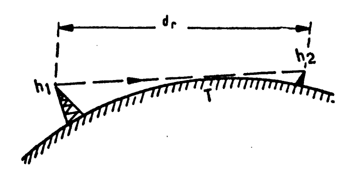
(1) Cf. « Télévision » (Kerkhof et Werner).

Hauteur des antennes par rapport au sol	30 MHz (λ = 10 m)	80 MHz (λ = 3,75 m)	160 MHz (λ = 1,87 m)	
Antennes d'émission et de réception à 1,80 m	3 km 16 km	2,5 km 13 km	2,5 km 13 km	A } Portée B
Antenne d'émission à 9 m ; antenne de réception à 1,80 m	7 km 30 km	6 km 30 km	6,5 km 24 km	A } Portée B
Antenne d'émission à 180 m ; antenne de réception à 1,80 m	24 km 72 km	21 km 70 km	21 km 67 km	A } Portée B
Antennes d'émission et de réception à 9 m	9 km 40 km	10,5 km 42 km	13 km 45 km	A } Portée B

formule permettant de déterminer le champ *E* (en millivolts par mètre) pour une puissance rayonnée *W* (en watts) et à une distance *d* (en kilomètres) de l'émetteur, se montre le plus souvent toute particulièrement optimiste !!

Définissons maintenant la *portée radio-optique*. Soit d_o la distance de l'antenne d'émission au point de tangence du rayonnement à la surface du sol, et h_1 la hauteur (en mètres) de l'antenne d'émission (fig. XIV-2, à gauche). La portée radio-optique d_o (en mètres) peut se calculer approximativement par la relation :

$$d_o = 4{,}1 \times 10^3 \sqrt{h_1}$$



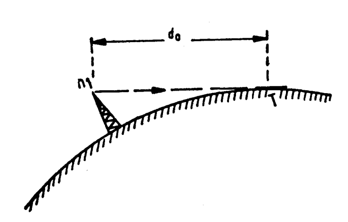


Fig. XIV-2

Pour obtenir d_o en kilomètres, il suffit évidemment de supprimer le facteur 10^3.

Si, du côté réception, la hauteur d'antenne est h_2, la distance totale maximum d_r entre h_1 et h_2 en portée radio-optique (c'est-à-dire lorsque le rayonnement devient tangent à la terre au point T — à droite de la figure) est de :

$$d_r = 4{,}1 \times 10^3 \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right)$$

Ces déterminations de portée ne sont évidemment valables qu'en terrain plat et dégagé.

Beverage a établi que, pour des distances supérieures à d_r et pour des fréquences d'environ 40 MHz, la valeur du champ électromagnétique satisfait à la formule empirique :

$$E = E_r \left(\frac{dr}{d_g} \right)^{3,6}$$

dans laquelle :

d_r = portée radio-optique théorique ;

d_g = distance réelle entre les deux antennes ($d_g > d_r$) ;

E_r = valeur du champ à la distance d_r.

Aux fréquences supérieures, l'exposant intervenant dans la formule précédente augmente : Pour 100 MHz, il est de 5 ; et pour 430 MHz, de 9. Ce qui signifie évidemment que l'*affaiblissement* du champ E augmente, en outre, avec la fréquence.

Le fait qu'une réception est encore possible à des distances supérieures à d_r s'explique par le phénomène bien connu de la *diffraction des ondes* (déviation autour d'un obstacle) lorsque ces ondes effleurent le sol ou le niveau de la mer, ainsi que par la réflexion dans l'air humide de l'atmosphère (amélioration de la propagation par temps de brouillard).

Ces deux phénomènes font apparaître également un signal valable en des points situés hors de l'horizon optique dans le cas où un obstacle (par exemple, une colline) se dresse entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.

Nous citerons aussi pour mémoire, la possibilité de profiter quelquefois du relief naturel ; une haute montagne, par exemple, parfois très éloignée, peut servir d'écran en *réfléchissant* les ondes en un lieu souhaité, alors qu'elles ne peuvent l'atteindre en rayonnement direct du fait du relief du sol.

Il est bien évident que l'amateur dont la station se situe géographiquement au milieu de vastes plaines ou en altitude (sommets montagneux) sera très nettement plus favorisé que l'amateur résidant dans une vallée profondément encaissée ou dans un centre urbain, avec son antenne encadrée par d'imposants buildings en béton armé !

Enfin, voici une recommandation importante avant d'entreprendre la construction des appareils spéciaux pour U.H.F. En ondes courtes, nous avons toujours souligné l'avantage de faire des connexions directes et excessivement raccourcies ; sur ondes métriques, cette directive est à suivre avec encore plus d'attention.

Lorsqu'un fil est parcouru par un courant de fréquence ultra élevée, et si ce fil dépasse quelques centimètres de longueur, son inductance devient parasite. Sur un récepteur, on a alors une diminution sensible du rendement ; on risque les accrochages parasites sur des fréquences variées, etc...

Sur un émetteur, on constate, souvent aussi, la présence d'oscillations parasites ; de plus, le neutrodynage s'avère très difficile ou inconstant, etc.

Donc, sur U.H.F., plus que partout ailleurs : excellentes soudures, contacts parfaits et connexions ultra-courtes.

*
* *

En V.H.F. et U.H.F., on emploie parfois des bobines *sur air* (sans mandrin, ni noyau). Cette solution fait qu'au moment du réglage et de la mise au point, on peut appliquer la méthode de la « baguette magique », méthode assez peu connue et qui rend cependant d'énormes services par la rapidité de ses indications.

Prenons un petit tube de carton bakélisé ; à une extrémité, fixons un noyau de *ferrite* (genre noyau fileté de transformateur M.F., par exemple) ; à l'autre extrémité, fixons un noyau cylindrique de même forme, mais en *cuivre* (ou laiton).

A l'intérieur de la bobine du circuit accordé à examiner (émetteur ou récepteur), introduisons tour à tour, le noyau de ferrite, puis le noyau de cuivre. Trois résultats peuvent être observés :

1° Le noyau de ferrite accroît le rendement (le noyau de cuivre le fait diminuer) : il faut augmenter le nombre de tours de la bobine, ou bien resserrer les spires les unes contre les autres, ou bien augmenter la capacité du condensateur en parallèle.

2° Le noyau de cuivre accroît le rendement (le noyau de ferrite le fait diminuer) : Il faut diminuer le nombre de tours de la bobine, ou bien espacer les spires les unes des autres, ou bien diminuer la capacité du condensateur en parallèle.

3° Dans les deux cas, pour les deux noyaux, le rendement baisse : le circuit est donc parfaitement accordé.

§ 2. — Adaptateurs V.H.F.

On se souvient de ce qu'est un *adaptateur* (chapitre VIII, § 3).

Plus particulièrement, sur U.H.F., un adaptateur est un petit bloc compact comportant un système d'accord sur les fréquences à recevoir et un changement de fréquence, l'ensemble permettant d'adapter aux bande U.H.F., un récepteur ordinaire prévu pour la réception des ondes de 10 à 80 mètres, par exemple ; cet appareil auxiliaire peut, en général, utiliser les mêmes sources d'alimentation que le récepteur.

Nos lecteurs ont déjà compris qu'il s'agit dans ce cas, ni plus ni moins que de la technique du *double changement de fréquence ;* et en O.T.C. c'est une des *meilleures solutions.*

•

I. — Adaptateurs 144 MHz à transistors

Le premier montage proposé est un convertisseur simple avec deux transistors AFZ12 ; son schéma est représenté sur la figure XIV-3. Il comporte un transistor amplificateur H.F. avec base à la masse, suivi d'un second transistor mélangeur-oscillateur à quartz.

Le transistor AFZ12 amplificateur d'entrée est réglé pour une tension V_{CE} de l'ordre de 6 volts et une intensité de collecteur I_c de 1 mA, la tension générale d'alimentation étant de 12 volts. Le courant de collecteur est stabilisé contre les variations de température au moyen d'une résistance d'émetteur et d'un pont de base.

L'adaptation des impédances est obtenue par des prises sur la bobine L_1 du circuit d'entrée. Pour l'obtention du meilleur gain

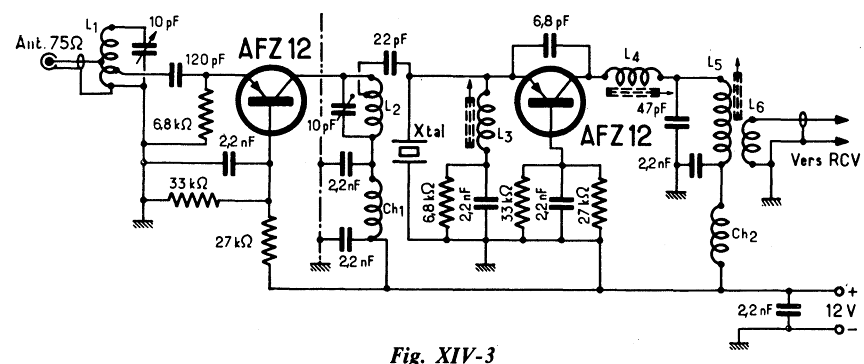


Fig. XIV-3

a) Dans le pont diviseur de tension de base du second transistor, il faut supprimer la connexion reliant les extrémités inférieures des composants 27 kΩ et 2,2 nF.
b) Les polarités de l'alimentation sont à inverser (+ à la masse).
c) En lieu et place des transistors AFZ 12, il est possible d'utiliser les types AF 106 ou AF 239 ; le cas échéant, on pourra être amené à réduire la valeur des résistances des deux circuits « émetteurs ».

et du meilleur rapport « signal/souffle », le circuit d'entrée doit être soigneusement accordé sur l'émission reçue ; aussi, avons-nous prévu son réglage par un petit condensateur variable de 10 pF. Cet étage ne nécessite pas de neutrodynage.

Le transistor AFZ12 est particulièrement intéressant dans cette fonction ; en effet, un tel étage amplificateur *convenablement réalisé* apporte un gain en puissance de l'ordre de 15 à 16 dB.

Nous avons :

L_1 = 3 tours en fil de cuivre argenté de 12/10 de mm ; enroulement sur air, diamètre intérieur 10 mm, longueur 8 mm ; prise médiane pour l'antenne ; prise à 1 tour de la masse pour la liaison au transistor.

L_2 = 3 tours en fil de cuivre argenté de 12/10 de mm ; enroulement sur air, diamètre intérieur 10 mm, longueur 8 mm ; prise à 3/4 de tour du « côté chaud » ; réglage de l'accord vers 145 MHz (milieu de bande).

Passons maintenant à l'étage mélangeur-oscillateur ; le transistor est monté également avec base à la masse. Le quartz *Xtal* du type CR19-U est taillé pour une fréquence de 15,111 MHz.

L'oscillateur peut fonctionner sans quartz ; mais avec quartz, l'oscillation est naturellement beaucoup plus stable.

La bobine L_3 comporte 26 spires de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm enroulées jointives sur un mandrin de 6 mm de diamètre à noyau réglable.

La bobine L_4 est accordée sur 45,333 MHz (soit 3 fois la fréquence du quartz) ; ce bobinage comporte 8 spires de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm enroulées légèrement espacées sur un mandrin de 6 mm de diamètre avec noyau réglable.

Les oscillateurs à transistors présentent la particularité de comporter des harmoniques d'une amplitude importante. L'harmonique 3 de l'oscillation à 45,333 MHz est donc de 135,999 MHz, soit 136 MHz en nombre rond. C'est cet harmonique qui, par battement avec le signal reçu de 144 à 146 MHz, donne naissance au signal dit « première moyenne fréquence » compris entre 8 et 10 MHz et mis en évidence par le circuit L_5.

Le récepteur principal faisant suite à l'adaptateur devra donc être réglé entre 8 et 10 MHz, et la bande 144-146 MHz sera

explorée en « balayant » la bande 8 à 10 MHz sur le récepteur.

Le point de jonction de L_4 et L_5 est partiellement découplé par une capacité de 47 pF, cette dernière constituant en même temps la capacité d'accord de L_5. Nous avons :

L_5 = 32 spires de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm enroulées jointives sur un mandrin de 8 mm de diamètre avec noyau réglable.

L_6 = 10 spires, même fil, enroulées sur le même mandrin que L_5 et du côté « froid » (enroulement pour la liaison par coaxial au récepteur faisant suite).

Par son noyau, on accorde L_5 vers le milieu de la bande, c'est-à-dire vers 9 MHz.

Les bobines d'arrêt Ch_1 et Ch_2 sont constituées chacune par 25 spires de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm bobinées sur le corps d'une résistance de 1 MΩ 1 W servant de support.

Montage proposé par « Short-Wawe Magazine ».

En ce qui concerne la génération de l'oscillation locale, il aurait été possible de prévoir un ou deux transistors *séparés*. Cette complication aurait permis d'obtenir un gain de conversion un peu plus grand ; mais ceci n'est pas capital. Ce qu'il était important d'obtenir, était surtout un gain intéressant de l'étage amplificateur d'*entrée*, avec un bon rapport « signal/souffle ». Et c'est ce à quoi principalement, nous nous sommes attachés.

•

La figure XIV-4 représente un second montage de convertisseur 144 MHz à transistors, montage un peu plus élaboré en ce qui concerne la génération de l'oscillation locale. L'étage amplificateur d'entrée comporte un transistor AF186, et l'étage mélangeur un AF139. L'oscillateur est équipé d'un transistor AF115 à quartz ; le quartz *Xtal* du type CR-19-U est taillé pour l'oscillation sur fréquence overtone 3 de 35 MHz. L'étage suivant avec transistor AF114, fonctionne en quadrupleur de fréquence ; soit accord sur 140 MHz. Cette oscillation locale est appliquée sur l'émetteur du transistor convertisseur AF139, et par battement avec le signal reçu entre 144 et 146 MHz, elle donne naissance au signal « première moyenne fréquence » compris entre 4 et 6 MHz, mis en évidence par L_4L_5, et amplifié par le transistor intermédiaire AF114.

Le récepteur principal faisant suite à l'adaptateur sera donc réglé entre 4 et 6 MHz, et la bande 144-146 MHz sera explorée en « balayant » la bande 4-6 MHz sur le récepteur.

Les transistors AF186 et AF139 peuvent être remplacés l'un et l'autre par le type AF239 qui apporte une réduction du bruit et une augmentation sensible du gain.

Voici les caractéristiques des bobinages :

Ch = bobine d'arrêt (voir montage précédent).

L_1 = 5 1/2 tours ; fil argenté 10/10 de mm ; bobinage sur air, diamètre 6 mm, longueur 10 mm ; prise à 3/4 de tour du côté masse.

L_a = bobine d'antenne : 1 tour de fil 10/10 de mm sous isolant synthétique ; autour de L_1 du côté masse.

L_2 = 8 1/2 tours ; fil de cuivre 5/10 de mm ; diamètre 6 mm, longueur 14 mm ; prise médiane.

L_3 = identique à L_2, mais sans prise.

$L_4 = L_5$ = 50 spires jointives de fil 2/10 de mm émaillé, sur mandrin de 6 mm de diamètre avec noyau réglable.

Enroulements de couplage : chacun 8 spires (de même fil) bobinées par dessus L_4 et L_5 sur les côtés froids.

L_6 = enroulements jointifs de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm sur mandrin de 6 mm de diamètre à noyau réglable :

A = 12 tours ;

B = C = 2 tours sur le côté froid de A.

L_7 = 6 tours de fil de cuivre de 6/10 de mm sur mandrin de 6 mm avec noyau réglable et sur une longueur de 10 mm ; prise à deux tours depuis le condensateur ajustable de 3 pF. Enroulement de couplage

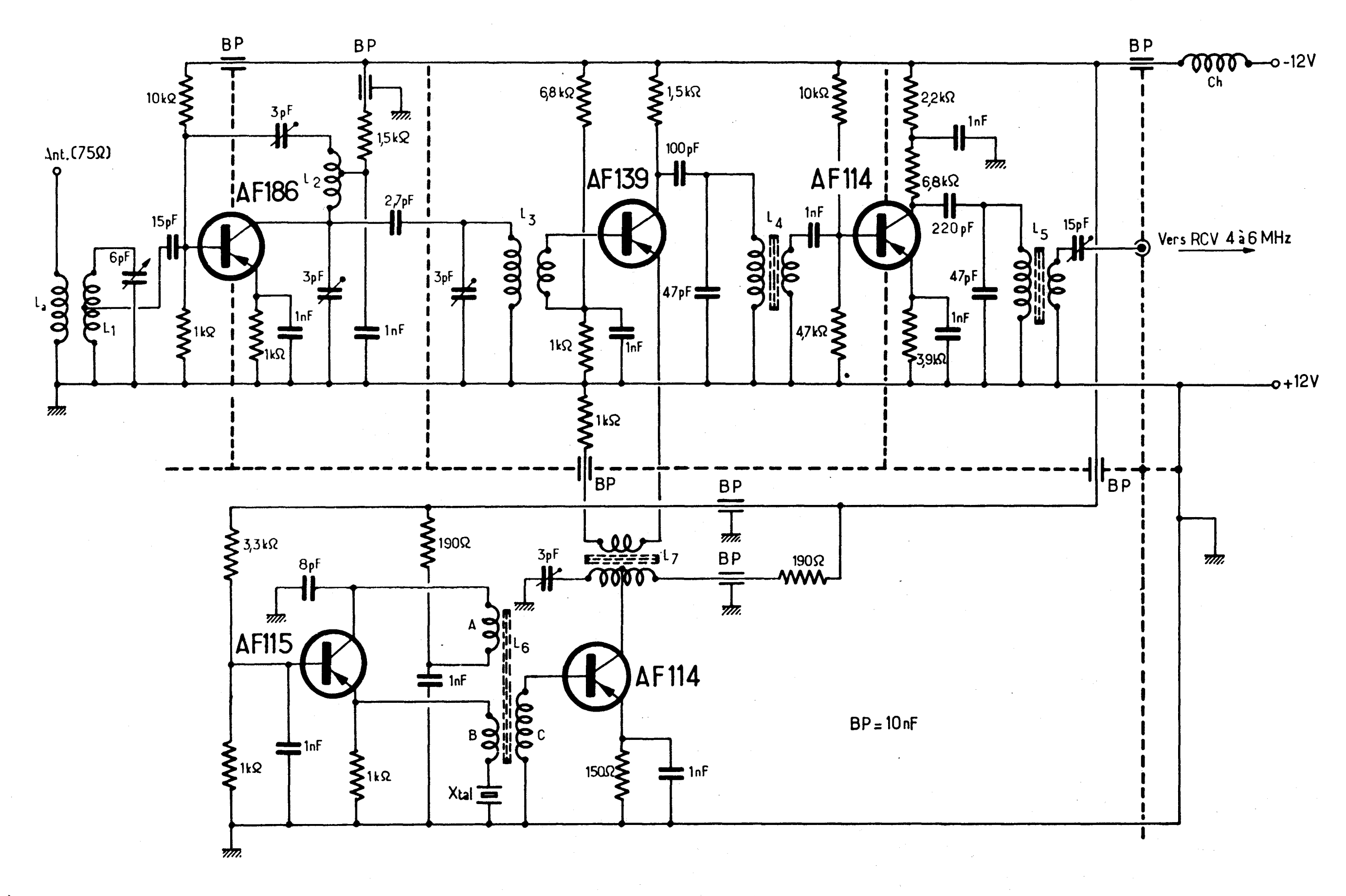


Fig. XIV-4. – Les transistors AF 186 et AF 139 peuvent être remplacés l'un et l'autre par le type AF 239.

pour l'injection de l'oscillation :2 tours, même fil, par dessus L_7 du côté froid.

L_1 et L_3 s'accordent dans la bande 144-146 MHz.

L_6 A s'accorde sur 35 MHz pour l'entrée en oscillation du quartz.

L_7 se règle sur 140 MHz.

Enfin L_4 et L_5 constituent des circuits très amortis que l'on accorde dans la bande 4-6 MHz afin de rendre la courbe de transmission aussi plate que possible tout au long de cette plage de fréquences.

Du fait des faibles impédances rencontrées dans les circuits à transistors, les couplages indésirables soulèvent souvent d'importants problèmes. C'est la raison pour laquelle il importe de réaliser les montages en boîtier soigneusement compartimenté (cuivre ou laiton) comme il est indiqué sur les schémas ; en outre, l'emploi de condensateurs de découplage dits « by pass », du type coaxial de traversée, est indispensable (B.P.).

Bien entendu, et cette remarque est aussi valable pour les adaptateurs précédents, toute autre gamme de fréquences de sortie peut être obtenue, selon le récepteur faisant suite ; il suffit simplement de modifier la fréquence de l'oscillateur en conséquence. Quant à ce récepteur, il peut être du type trafic à lampes ou à transistors, soit à simple changement de fréquence, soit lui-même précédé d'un adaptateur OC (donc à double changement de fréquence) également à lampes ou à transistors. Avec la quantité de réalisations décrites dans cet ouvrage, les solutions variées autorisées par de telles combinaisons ne manquent pas.

Citons aussi l'adaptateur 144 MHz à transistors silicium NPN vu au numéro 1, § 4 du chapitre VIII (fig. VIII-12).

D'autre part, dans le domaine des semiconducteurs, il faut reconnaître que les « nouveautés » vieillissent rapidement ; mais rien n'empêchera, le cas échéant, de remplacer les types indiqués par leurs *correspondants* récents.

•

II. — Adaptateur 144 MHz à transistors à effet de champ (FET)

Nous avons déjà parlé (au cours du § 8 du chapitre II et du § 4 du chapitre IV, notamment) des transistors à effet de champ : forte impédance d'entrée, moindre amortissement des circuits accordés, meilleure sélectivité (dans le cas présent, plus grande atténuation de la fréquence-image), moindre transmodulation et gain élevé.

Le schéma général de cet adaptateur est représenté sur la figure XIV-5. L'oscillateur comporte un transistor ordinaire PNP, type AF114 ou 124 (Q_3) avec quartz overtone 3 de 47 MHz ; il est suivi d'un étage Q_4 (même

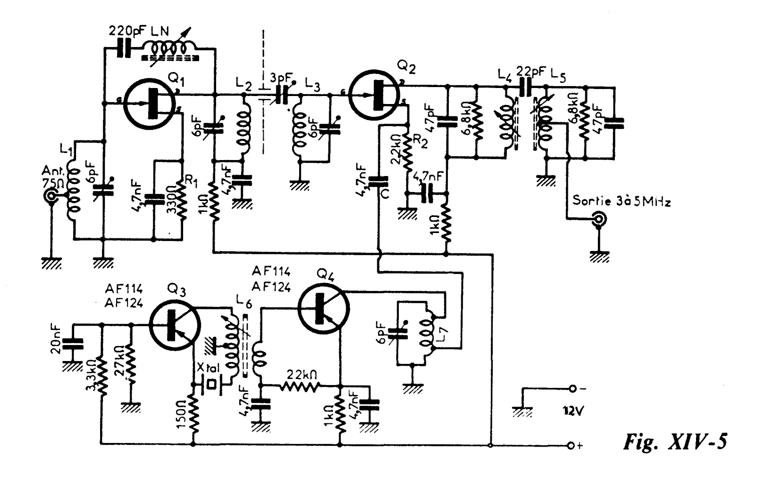


Fig. XIV-5

type de transistor) fonctionnant en tripleur de fréquence (141 MHz). Pour les signaux incidents compris entre 144 et 146 MHz, la réception s'effectue donc entre 3 et 5 MHz sur le récepteur faisant suite.

Le réglage correct de L_6 provoque l'oscillation de l'étage avec son quartz.

L'étage d'entrée avec transistor à effet de champ Q_1 est monté en source S commune ; cela veut dire que le signal d'entrée est appliqué à la porte G (circuit L_1) et que la sortie s'effectue dans le circuit de drain D (L_2). Le bobinage LN assure de neutrodynage (système shunt). La liaison avec l'étage mélangeur (transistor Q_2) s'effectue par l'intermédiaire d'un circuit L_3 identique à L_2, couplé en tête à celui-ci par une petite capacité ajustable de 3 pF. L'oscillation locale est appliquée sur la source de ce transistor ; cette injection mesurée au voltmètre électronique à sonde V.H.F., doit être de l'ordre de 0,1 à 0,2 V. On peut d'ailleurs l'ajuster par détermination de la valeur optimale du condensateur C (4,7 nF sur le schéma) ; en effet, une oscillation insuffisante entraîne une perte de sensibilité, alors qu'une injection excessive provoque un bruit de fond anormal.

Des expérimentations intéressantes peuvent être faites en utilisant pour Q_1 et Q_2 des transistors à effet de champ FET des types suivants : 2N 3823 (Motorola et Texas Instruments), BF 245, BFS 72... Selon les types de transistors employés, on pourra simplement être amené à retoucher légèrement les valeurs des résistances R_1 et R_2 des sources, la maquette prototype ayant été réalisée avec des transistors FET Q_1 et Q_2 de type TIS 34 de Texas Instruments.

A propos d'expérimentation, signalons au passage qu'il est également possible de réaliser cet adaptateur pour toute autre bande de fréquences de sortie (par exemple, 14 à 16 MHz ou 28 à 30 MHz) ; il suffit d'utiliser un quartz de fréquence convenable et d'établir les circuits L_4L_5, L_6 et L_7 en conséquence.

A la sortie de l'étage mélangeur, nous avons les circuits L_4 et L_5, amortis par des résistances de 6,8 kΩ, surcouplés électromagnétiquement et par capacité en tête, qui doivent assurer une bande passante de 2 MHz (signal de sortie de 3 à 5 MHz).

La bobine L_6 étant réglée pour l'oscillation du quartz, on applique un signal à l'entrée (145 MHz) et on cherche à le recevoir sur le récepteur faisant suite.

Puis, à l'aide des condensateurs ajustables, on règle L_7, L_3, L_2 et L_1 pour l'obtention de l'audition maximale. Même opération pour l'obtention du même but en ce qui concerne L_4 et L_5 ; toutefois, on fera varier le signal d'entrée entre 144 et 146 MHz, et l'on accordera les noyaux de L_4 et L_5 afin d'avoir une réponse d'amplitude à peu près égale entre 3 et 5 MHz.

Pour le neutrodynage, on applique un *fort* signal à l'entrée et l'on déconnecte provisoirement la ligne + 12 V aboutissant à la résistance de 1 kΩ de découplage de drain de Q_1. On ajuste alors le noyau de LN pour l'obtention de la réception *minimum* de ce signal ; puis, on reconnecte le circuit d'alimentation.

Il ne reste plus qu'à doser l'injection de l'oscillation locale à la valeur optimale, comme nous l'avons dit précédemment.

Les caractéristiques des bobinages sont les suivantes :

L_1 = 6 tours ; longueur 13 mm ; prise à 1 tour de la masse.
L_2 = L_3 = 6 tours ; longueur 13 mm.

L_7 = 6 tours ; longueur 10 mm ; prises à 1 et à 5 tours.

Ces enroulements sont effectués en fil de cuivre argenté de 8/10 de mm, soit sur des mandrins sans noyau de 6 mm de diamètre, soit « sur air » avec diamètre intérieur de 6 mm également. D'autre part, nous avons :

LN = 10 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm sur un mandrin de 6 mm de diamètre avec noyau réglable.

L_4 = L_5 = 60 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 2/10 de mm ; prise médiane pour L_5. Ces deux enroulements sont bobinés côte à côte (couplage maximum) sur un même tube de 6 mm de diamètre et 35 mm de long environ, comportant un noyau réglable à chaque extrémité.

L_6 = 14 tours jointifs au total, avec prise

pour la masse à 3 tours du côté quartz ; mandrin de 8 mm de diamètre à noyau réglable ; fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm. Enroulement secondaire de couplage = 3 tours (même fil) par-dessus l'enroulement précédent vers la prise allant à la masse.

Convenablement réalisé et mis au point, cet adaptateur offre des performances vraiment intéressantes.

•

III. — Oscillateur variable à diode varicap

Comme cela a déjà été dit, lors de la réception avec adaptateur on peut, soit faire varier la 1re M.F. (c'est-à-dire agir sur le réglage du récepteur normal faisant suite), soit faire varier l'oscillateur de l'adaptateur.

Pour cette dernière solution, on peut évidemment prévoir cette variation à l'aide d'un classique condensateur variable. Mais, on peut aussi utiliser une diode « varicap » dont on sait que la capacité varie avec la tension continue qui lui est appliquée (capacité diminuant lorsque la tension augmente) ; si cette diode est montée en parallèle sur un circuit accordé d'oscillateur, la fréquence augmentera donc en même temps que la tension de commande.

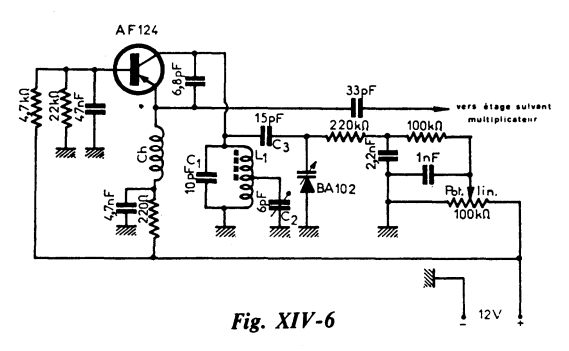


Fig. XIV-6

Une application pratique de ce principe est représentée sur la figure XIV-6. Le réglage de la fréquence de l'oscillateur pour la recherche des stations est obtenu par la manœuvre du potentiomètre de 100 kΩ (carbone, linéaire). La diode varicap utilisée est du type silicium BA 102 de la RTC (20 à 45 pF). Le condensateur ajustable C_2 permet de régler une fois pour toutes (au même titre que le noyau de la bobine L_1) la fréquence de l'oscillateur, compte tenu de la variation obtenue par la manœuvre du potentiomètre. Il va sans dire que les valeurs données pour les condensateurs C_1, C_2 et C_3 peuvent être modifiées selon la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur ; remarque identique en ce qui concerne le bobinage L_1 dont les caractéristiques de fabrication dépendent évidemment aussi de la fréquence de fonctionnement requise pour l'oscillateur.

Un tel oscillateur variable pourra donc être éventuellement appliqué facilement à tout montage d'adaptateur précédemment décrit.

§ 3. — Récepteurs V.H.F.

Il s'agit ici, bien entendu, des récepteurs V.H.F. complets, autonomes, donc ne nécessitant pas l'adjonction d'un quelconque adaptateur V.H.F.

A) Récepteur V.H.F. à double C.F.

A l'origine, ce récepteur V.H.F. à transistors a été spécialement conçu pour l'écoute au sol du trafic « aviation » se situant principalement dans la bande 118 à 130 MHz environ ; mais, comme nous le verrons plus loin, il est extrêmement facile de le modifier pour l'écoute de la gamme « amateurs » de 144 à 146 MHz.

Il s'agit d'un récepteur à double changement de fréquence et son schéma fonction-

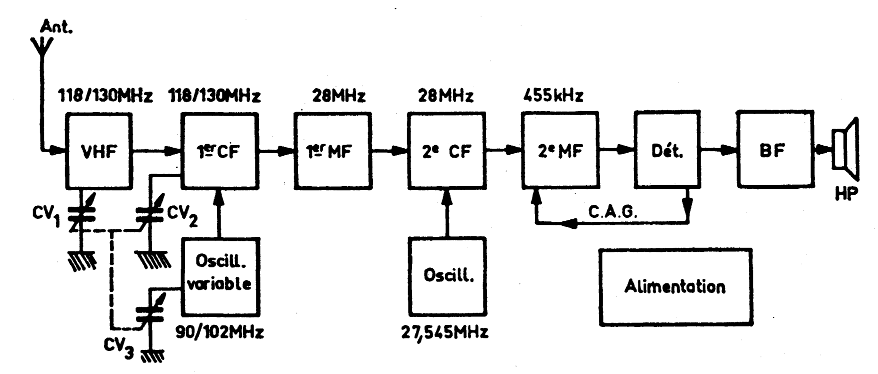


Fig. XIV-7

nel est représenté sur la figure XIV-7 ; examinons-le ensemble.

Nous avons un étage amplificateur d'entrée V.H.F., suivi du premier changeur de fréquence. Ces deux étages peuvent s'accorder, comme nous nous le sommes fixés précédemment, de 118 à 130 MHz : mais, en pratique, nous disposons d'un débordement appréciable au-dessus et au-dessous de ces fréquences. L'oscillateur du premier changeur de fréquence est variable de 90 à 102 MHz, ce qui détermine une première moyenne fréquence constante sur 28 MHz. Après amplification de ce signal, nous effectuons un deuxième changement de fréquence ; nous avons ici un oscillateur fixe sur la fréquence de 27,545 MHz, ce qui détermine, par différence avec le signal à 28 MHz, la seconde moyenne fréquence sur 455 kHz. La suite du schéma est absolument classique ; nous avons l'amplificateur M.F. 455 kHz, la détection, l'amplificateur B.F., le haut-parleur et l'alimentation.

Nous allons maintenant revoir tout cela en détails en nous reportant aux figures XIV-8-A et B représentant le schéma complet de ce récepteur.

L'étage d'entrée amplificateur V.H.F. est équipé d'un transistor AF139, montage en émetteur commun avec neutrodynage (capacité de 4,7 pF). L'entrée est prévue pour une impédance de l'ordre de 75 Ω (câble coaxial). L'étage changeur de fréquence AF102 (1) reçoit, sur son émetteur, le signal issu de l'oscillateur local variable AF102 (2) lequel, s'il est réalisé avec soin, est d'une stabilité remarquable.

Certes, l'ensemble du récepteur doit être construit très correctement, avec beaucoup d'attention et d'application ; mais ce sont plus particulièrement ces trois premiers étages qui nécessitent les plus grands soins. Il convient surtout de déterminer une disposition judicieuse des composants afin de réaliser des connexions courtes et directes... voire pas de connexions du tout (soudures directes entre éléments). L'accord sur les stations à recevoir se fait par la manœuvre en commande unique de trois condensateurs variables CV_1, CV_2 et CV_3 de 18 pF chacun. Il s'agit de trois cases type CTL 18 « Aréna » jumelées par leur axe, et c'est précisément cet assemblage de condensateurs variables *(par ailleurs commandé par un démultiplicateur avec cadran)* qui détermine ensuite l'emplacement judicieux des composants connexes. Disons enfin qu'une petite plaque métallique de blindage (traits mixtes sur le schéma) assure une séparation entre les bobinages L_1 et L_2, afin de supprimer tout couplage.

L'alimentation de cette section V.H.F. est effectuée sous une tension de 9 V stabilisée par une diode zener DZ_1.

A la sortie du premier changeur de fréquence, nous avons deux circuits accordés $M.F._1$ et $M.F._2$, réglés sur 28 MHz (L_4 et L_7) et couplés en basse impédance par L_5 et L_6 avec une toute petite portion de câble coaxial. Le transistor AF102 (3), montage

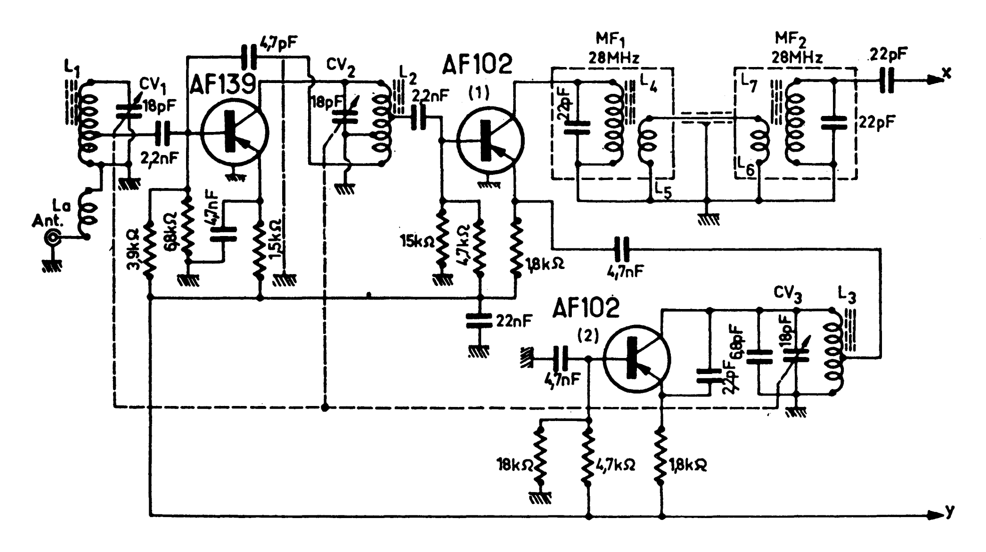


Fig. XIV-8-A

Fig. XIV-8-B

en base commune, effectue une amplification des signaux sur cette fréquence. Le gain de cet étage est réglable par le potentiomètre Pot. 1 (gain H.F.), ce qui permet d'ajuster la sensibilité du récepteur et, le cas échéant, d'éviter certaines saturations. A la suite, un nouveau circuit accordé $M.F._3/L_8$ est réglé sur 28 MHz également. Notons que les circuits $M.F._1$, $M.F._2$ et $M.F._3$ sont enfermés dans des boîtiers cylindriques (petits blindages de transformateurs moyenne fréquence miniatures).

Le second changeur de fréquence comporte le transistor AF102 (4) ; il reçoit sur son émetteur le signal issu de l'oscillateur fixe avec transistor AF102 (5) et quartz miniature CR23/U d'une fréquence de 27,545 MHz. Nous disposons donc en sortie d'un signal sur 455 kHz, signal dit « 2e M.F. ».

Ce signal est amplifié à l'aide de deux étages avec transistors AF126. Les transformateurs moyenne fréquence $M.F._4$, $M.F._5$, $M.F._6$ constituent un jeu classique accordé sur 455 kHz et utilisé couramment sur tous les récepteurs ordinaires de radio à transistors. Le premier transistor AF126 est commandé par la tension de C.A.G. provenant du détecteur (OA70) par l'intermédiaire d'une résistance de 5,6 kΩ. La polarisation de base du second transistor AF126 s'effectue par un pont de deux résistances 22 kΩ et 1 kΩ, cette dernière étant connectée sur l'émetteur du transistor AF126 précédent. Lorsque la C.A.G. agit sur le premier transistor AF126, le courant de collecteur de celui-ci diminue et la chute de tension dans la résistance d'émetteur (470 Ω) est également moindre ; cette tension devient donc plus positive. La base du second transistor AF126 étant alimentée à partir de cet émetteur, se trouve en conséquence plus positive également, c'est-à-dire moins négative par rapport à son émetteur, et l'amplification diminue. En fin d'analyse, l'action de la C.A.G. se trouve ainsi appliquée sur les deux étages moyenne fréquence.

Indiquons que les transistors AF102 proposés peuvent être remplacés par AF106, AF139, AF178, AF 239, 2N 2496.

L'alimentation des étages (1re M.F. » et « 2e M.F. » est effectuée sous une tension de 9 V stabilisée par la diode zener DZ_2.

La section B.F. ne présente rien de très particulier. Le volume sonore est réglable par le potentiomètre Pot. 2 (gain B.F.). Nous avons ensuite deux étages avec transistors AC125, un transformateur driver TRS59 (Audax), l'étage final push-pull avec transistors AC128, un transformateur de sortie TRS52 (Audax) et le haut-parleur 8 Ω (diamètre au goût du réalisateur). L'alimentation de cette section est effectuée sous une tension de 12 V stabilisée par le montage régulateur général (transistor ASZ18 et diode zener DZ_3) placé à la sortie du redresseur.

Les boîtiers des transistors AF139, AF102 et AF126 sont reliés à la masse par la connexion prévue à cet effet.

D'autre part, nous avons :

$DZ_1 = DZ_2$ = BZY 88C9V1 (RTC).

DZ_3 = BZY 88C12 (RTC).

RP = Redresseur en pont BLY2/140 M (RTC).

L_1 = 4 tours ; fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm ; espacement de 1 mm entre les spires ; prise pour liaison sur la base à 1 tour de la masse ; mandrin « Lipa » de 6 mm de diamètre à noyau réglable.

L_a = 1 tour, même fil, sur le même mandrin, à côté de L_1 (côté masse).

L_2 = 6 tours, même fil, même type de mandrin ; prise pour la masse à 4 tours du collecteur : prise pour la liaison sur la base à 3 tours de collecteur.

L_3 = 4 1/2 tours, même fil, même type de mandrin ; prise à 1/2 tour de la masse.

L_4 = 11 tours jointifs, fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm, sur mandrin « Lipa » de 8 mm de diamètre à noyau réglable.

L_5 = 3 tours de couplage, même fil, côté masse de L_4.

L_6 = identique à L_5, côté masse de L_7.

L_7 = identique à L_4.

L_8 = identique à L_4.

L_9 = identique à L_4.

L_{10} = identique à L_5, côté masse de L_9.

$M.F._4$, $M.F._5$, $M.F._6$ = jeu de trois transformateurs ordinaires 455 kHz.

Condensateurs (sauf électrochimiques) = type céramique.

Résistances (sauf mention spéciale) = 0,5 W.

Toutes autres caractéristiques d'éléments sont indiquées directement sur le schéma.

Pour la mise au point :

1° Vérifier les tensions d'alimentation.

2° Vérifier le fonctionnement de la section B.F. à partir de l'entrée du potentiomètre Pot. 2.

3° Injecter un signal à 455 kHz sur la base du transistor AF 102 (4) et régler M.F.6, M.F.5 et M.F.4 pour l'obtention du signal maximum en sortie.

4° Injecter un signal à 28 MHz sur l'émetteur du transistor AF 102 (3). Régler le noyau de L_9 afin d'obtenir l'entrée en oscillation du quartz 27,545 MHz et l'audition du signal injecté. Puis, régler L_8 (M.F.3) pour l'audition maximale de ce signal (ou l'obtention du signal maximum en sortie mesuré avec un voltmètre électronique pour courant alternatif).

5° Injecter un signal à 28 MHz sur la base du transistor AF 102 (1). Régler L_7 (M.F.2) et L_6 (M.F.1) pour obtenir le signal de sortie maximum.

6° A l'aide d'un générateur V.H.F., on injecte dans la douille « antenne », un signal tour à tour sur 118 et sur 130 MHz, et l'on règle le noyau de L_3 de façon à retrouver normalement le signal injecté par la manœuvre du groupe de condensateurs variables :

118 = condensateurs presque fermés ;

130 = condensateurs presque ouverts.

7° Le calage de la variation de fréquence de l'oscillateur AF 102 (2) ayant été effectué comme il vient d'être dit, il ne reste qu'à procéder au réglage des circuits d'accord. Pour cela, on branche l'antenne sur le récepteur et on règle le générateur V.H.F. vers le milieu de la bande, disons vers 124 MHz. Rechercher l'audition de ce signal par la manœuvre du cadran du récepteur commandant le groupement des condensateurs variables ; on doit le recevoir uniquement par rayonnement. Ajuster alors les noyaux de L_2 et de L_1 pour l'obtention du signal de sortie maximum.

Nous ne donnerons aucune directive précise quant à la réalisation pratique de l'appareil, celle-ci étant laissée au goût de l'amateur, et le récepteur pouvant être par ailleurs construit à l'aide de nombreux éléments récupérés susceptibles d'entraîner d'importantes variantes (cadran, démultiplicateur, H-P. incorporé ou séparé, etc.). Rappelons simplement les soins particuliers à apporter aux sections V.H.F. et H.F. notamment (réalisation condensée aux connexions courtes et directes), soins d'ailleurs bien connus des amateurs de fréquences élevées.

Le trafic aéronautique s'effectue avec des antennes à polarisation verticale. En outre, il est évident que l'antenne doit être omnidirectionnelle. La solution est immédiate : il suffit de réaliser une antenne-fouet verticale du type « ground-plane » aux dimensions en rapport avec la bande de fréquences à recevoir. Le lecteur voudra bien se reporter au chapitre XIII, § 7-A.

*
* *

Comme nous l'avons dit au début de cette étude, ce récepteur peut très facilement se modifier pour l'écoute de la bande 144/146 MHz. Il suffit de dévisser les noyaux de L_1 et de L_2 pour faire l'accord sur 144/146 MHz, ainsi que le noyau de L_3 pour le réglage sur 116/118 MHz (noyaux presque totalement sortis). Le cas échéant, on peut également augmenter l'espacement entre spires pour ces trois bobinages, afin de réduire la capacité répartie. Par ailleurs, pour le jeu des condensateurs variables CV_1, CV_2 et CV_3, il faut amener la valeur en capacité maximale aux environs de 9 à 10 pF seulement, en enlevant la moitié des lames mobiles sur chaque case.

Naturellement, on peut tout aussi bien, utiliser dès le départ, des condensateurs variables de 8 à 10 pF de capacité maximale.

Le procédé de mise au point du récepteur est exactement le même que dans le cas du montage précédent (mais bien entendu, aux

fréquences près, en ce qui concerne les trois premiers étages représentés sur la figure XIV-8 en A).

Quant à l'antenne, c'est évidemment un modèle pour 144 MHz qu'il convient alors d'utiliser (voir chapitre XIII, § 7).

•

B) Accord par diodes-varicap

On sait qu'une diode-varicap est une diode présentant une certaine capacité qui varie en fonction de la tension de polarisation inverse qui lui est appliquée. Une diode-varicap permet donc de remplacer une case de condensateur variable.

Dans la détermination du type de diode-varicap à utiliser pour telle ou telle fonction, les caractéristiques essentielles à connaître sont les suivantes :

— tension inverse maximum (ou tension de claquage) ;

— capacité de la jonction pour telle et telle tension ;

— rapport de variation de capacité C/C' pour une variation de telle à telle tension ;

— bande de fréquences d'application (H.F., V.H.F., U.H.F.).

Bien entendu, ces caractéristiques, ainsi que d'autres encore, sont données dans les catalogues ou documentations des fabricants.

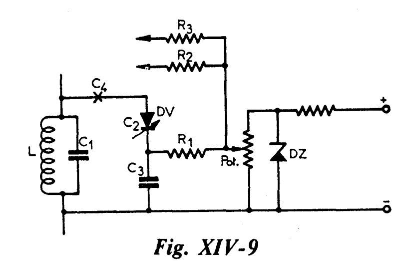


Fig. XIV-9

Le schéma fondamental d'utilisation d'une diode-varicap est représenté sur la figure XIV-9, où :

L est la bobine du circuit accordé ;

C_1, la capacité fixe d'accord, ou la capacité parasite, ou la somme des deux ;

C_2, la capacité présentée par la diode-varicap DV ;

C_3, une capacité de blocage en série avec C_2 ;

R_1, une résistance destinée à transmettre la tension de polarisation inverse à la diode-varicap et à bloquer la H.F. ;

Pot., le potentiomètre de réglage de capacité C_2, dont la tension aux bornes est stabilisée par une diode Zener DZ.

On comprend le rôle du condensateur C_3 ; il évite le retour de la tension continue de polarisation vers la ligne négative. Mais, du point de vue H.F., il peut aussi jouer une fonction supplémentaire : Si la capacité de C_3 s'approche de celle de C_2, ou lui est inférieure, la variation de capacité offerte par C_2 est évidemment réduite ; application de la formule classique

$$1/Cr = 1/C_2 + 1/C_3$$

où Cr est la capacité résultante du groupement. Naturellement, si C_3 est grand par rapport à C_2, la réduction de la capacité résultante est négligeable, et les calculs sont conduits en ne tenant compte que de C_2.

On peut également réduire la variation de capacité C_2 de la diode-varicap en montant au point C_4 une capacité de valeur appropriée. Le condensateur C_3 est évidemment maintenu ; il converse sa fonction de découplage et sa capacité peut être assez élevée.

Si l'on désire réaliser la « commande unique » de divers circuits, il suffit d'utiliser autant de diodes-varicap qu'il est nécessaire (R_2, R_3..., sont les résistances de départ vers les diodes-varicap de ces éventuels circuits). Bien entendu, dans ce cas, les diodes-varicap doivent toutes être identiques, et le mieux est de se procurer des éléments triés par le fabricant et groupés par jeu de 2, 3, 4, etc.

Nous rappelons ici que la capacité d'une diode-varicap décroît au fur et à mesure que la tension de polarisation inverse appliquée devient de plus en plus positive.

Il va sans dire que l'utilisation de diodes-varicap ne doit tout de même pas se faire sans quelques indispensables précautions, notamment en ce qui concerne la stabilisa-

tion de la tension à partir de laquelle est prélevée la polarisation desdites diodes. En effet, si cette tension varie, la capacité présentée par la ou les diodes-varicap sera modifiée, et le récepteur sera déréglé, instable, etc. De toutes façons, la tension de départ pour la commande est généralement faible ; elle peut donc facilement être stabilisée par une diode Zener. En outre, il convient évidemment d'utiliser pour la commande un potentiomètre à variation linéaire d'excellente qualité.

Nous avons indiqué cette possibilité d'accord des circuits des récepteurs par diodes-varicap dans ce chapitre consacré aux V.H.F., parce que cela a été l'une de leurs premières applications. Néanmoins, nous précisons que le montage représenté sur la figure XIV-9 peut tout aussi bien s'appliquer le cas échéant aux récepteurs H.F. ou U.H.F. ; il suffit de choisir le type de diodes-varicap convenable aux points de vue bande de fréquences et variation de capacité à obtenir.

Signalons néanmoins qu'il importe d'utiliser par ailleurs des circuits accordés à coefficient de surtension Q très élevé, car toute diode-varicap amène un amortissement supplémentaire de ces circuits, ce qui pourrait être préjudiciable aux performances finales.

Le schéma représenté sur la figure XIV-10 est si simple qu'il se passe de longs commentaires. Comme on le voit, il s'agit d'un montage avec porte (G) à la masse (entrée sur la source, sortie sur le drain). Les circuits accordés L_1-C_1 et L_2-C_2 doivent être séparés par un écran métallique relié à la masse et passant par l'axe du transistor (traits mixtes sur le schéma). Les condensateurs C_1 et C_2 sont du type ajustable à air de 15 pF ; les bobines L_1 et L_2 sont donc montées pratiquement entre un condensateur ajustable et un condensateur de traversée servant de supports ($BP_1 = BP_2 = 1$ nF).

Les bobinages sont fabriqués en fil argenté de 16/10 de mm sur air, diamètre intérieur de 10 mm ; nous avons :

L_1 = 5 tours sur une longueur de 18 mm ; prise à 1,5 tour de BP_1 ;

L_2 = 4,75 tours sur une longueur de 14 mm ;

L_3 = 2 tours sous gaine plastique entre les spires de L_2 du côté de BP_2.

Eventuellement, modifier légèrement la valeur de la résistance de source afin d'obtenir un courant de drain de 5 mA.

Accorder C_2, puis C_1 (antenne branchée) pour l'obtention du signal maximum ; le cas

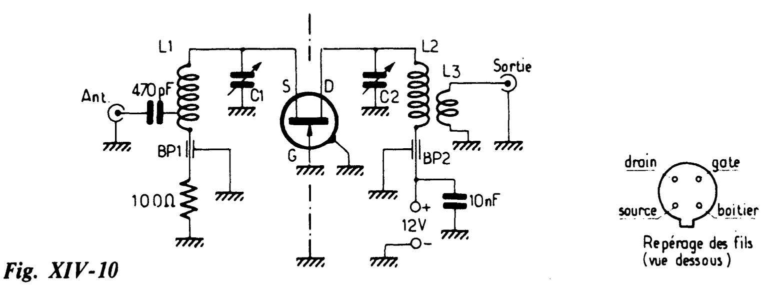


Fig. XIV-10

C) Préamplificateur V.H.F. à faible bruit.

Ce préamplificateur utilise un transistor à effet de champ type 2 N 5397 (de Siliconix) conçu pour V.H.F. et U.H.F. ; dans la bande 144 MHz qui nous intéresse principalement ici, son facteur de bruit est de 1,5 dB seulement.

échéant, et dans le même but, rechercher le couplage optimum entre L_2 et L_3, puis reprendre le réglage de C_2.

Le gain réel du montage convenablement réalisé et accordé est supérieur à 10 dB avec un « bruit » extrêmement réduit.

•

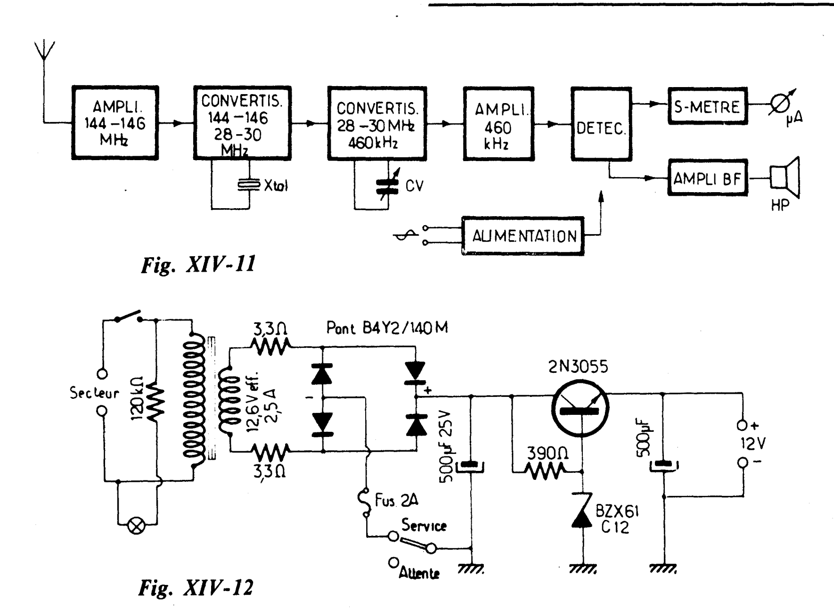


Fig. XIV-11

Fig. XIV-12

D) Récepteur 144-146 MHz à transistors et circuits intégrés

Le schéma en blocs fonctionnels de ce récepteur est montré sur la figure XIV-11.

L'alimentation est prévue sous 12 volts ; on peut donc l'envisager, soit à partir d'un accumulateur (utilisation en mobile), soit à partir du secteur par l'intermédiaire du bloc d'alimentation représenté sur la figure XIV-12. Le transistor régulateur doit être muni d'un refroidisseur.

Nous allons donc examiner maintenant, dans l'ordre « antenne vers haut-parleur », les divers étages de ce récepteur, et nous débuterons par le convertisseur 144/28 MHz dont le schéma est donné sur la figure XIV-13.

Il s'agit ici d'un convertisseur à fréquence d'oscillation locale fixe (stabilisée par quartz), ce qui signifie que la recherche des stations s'effectue par variation de la première « moyenne fréquence », et plus précisément par variation de l'oscillation locale du second changement de fréquence.

L'étage amplificateur V.H.F. d'entrée est un montage cascode comportant deux transistors à effet de champ Q_1 et Q_2, type 2 N 3823 ; l'étage changeur de fréquence comprend un autre FET (Q_3) de même type (2 N 3823) dont la « porte » reçoit simultanément le signal V.H.F. incident amplifié précédemment et l'oscillation locale.

L'oscillateur local comprend un transistor Q_4, type 2 N 708 avec quartz (Xtal) sur 38,666 MHz ; le circuit L_8 est accordé sur cette fréquence. Un second transistor (Q_5) 2 N 708, monté en base commune, fonctionne en tripleur de fréquence ; son circuit de collecteur L_9 est donc accordé sur 116 MHz. Cette oscillation est appliquée sur la porte du transistor convertisseur et donne, mélangée au signal V.H.F. 144-146 MHz, une fréquence intermédiaire (première moyenne fréquence) de 28 à 30 MHz.

En raison des nécessités d'avoir des connexions courtes, des faibles capacités réparties et des pertes réduites, nous ne conseillons pas la réalisation de cette partie en circuits imprimés. Nous préconisons l'emploi d'une plaque *epoxy* avec grille de trous sur laquelle seront disposés tous les composants ; ces derniers seront ensuite reliés entre eux selon le schéma, sur l'autre face de la plaquette, à l'aide de petits morceaux de fil de cuivre nu. Lorsque deux fils

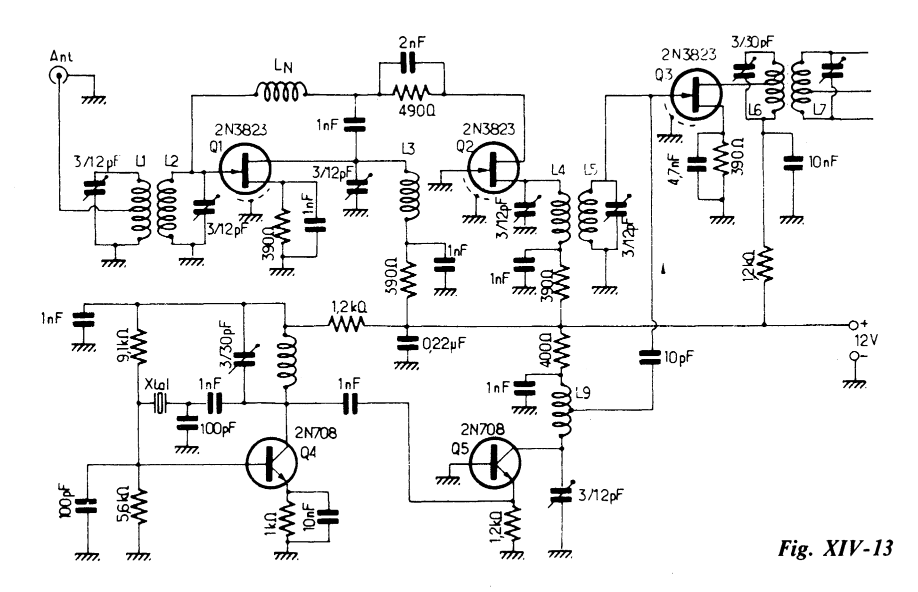


Fig. XIV-13

devront se croiser, on les munira d'un bout de gaine isolante (tube en matière plastique).

Les caractéristiques des bobinages de cette partie sont les suivantes :

L_1 = 5 tours, fil de 12/10 de mm cuivre émaillé ; sur air, diamètre intérieur de 6 mm ; longueur 15 mm ; prise au 1/3 de l'enroulement côté masse.

L_2 = identique à L_1, mais sans prise intermédiaire ; bobinage couplé parallèlement à L_1.

L_3, L_4, L_5 = identiques à L_2.

L_N = 5 tours, fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm sur mandrin de 3 à 4 mm de diamètre à noyau (neutrodynage).

Tous ces circuits sont réglés vers le milieu de la bande V.H.F., c'est-à-dire vers 145 MHz.

L_6 = 20 tours jointifs, fil de 6/10 de mm cuivre émaillé sur mandrin de 6 mm de diamètre à noyau ; prise au tiers côté alimentation ; accord sur 28 MHz.

L_7 = comme L_6 (voir figure suivante XIV-14) accord sur 30 MHz.

L_8 = 15 tours jointifs, fil de 8/10 de mm cuivre émaillé sur mandrin de 6 mm de diamètre ; accord sur 38,666 MHz.

L_9 = 4 tours, même fil, enroulement sur air, diamètre intérieur de 6 mm ; longueur 10 mm ; prise à 1 tour côté alimentation ; accord sur 116 MHz.

Le second changement de fréquence fait l'objet de la figure XIV-14 ; il doit donc couvrir la gamme de 28 à 30 MHz, son réglage permettant ainsi de parcourir la gamme 144 à 146 MHz grâce au premier convertisseur.

Nous avons un premier étage amplificateur avec transistor (Q_6) 2 N 930 ; le bobinage L_7 est réalisé comme L_6 précédemment, mais il est accordé sur 30 MHz (couplage à axes parallèles).

Un second transistor 2 N 930 (Q_7) est utilisé en mélangeur convertisseur. La bobine L_8 présente les mêmes caractéristiques que L_6, mais elle est accordée en outre par une case de condensateur variable CV_1 de 12 pF. La bobine secondaire de couplage de L_8 comporte 5 tours bobinés par-dessus l'enroulement précédent.

La case CV_1 est jumelée avec une autre case de 12 pF également (CV_2) qui accorde l'oscillateur local variable Q_8 (transistor 2 N 930). La bobine oscillatrice L_9 comporte 19 tours de fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm, enroulement jointif sur un mandrin de

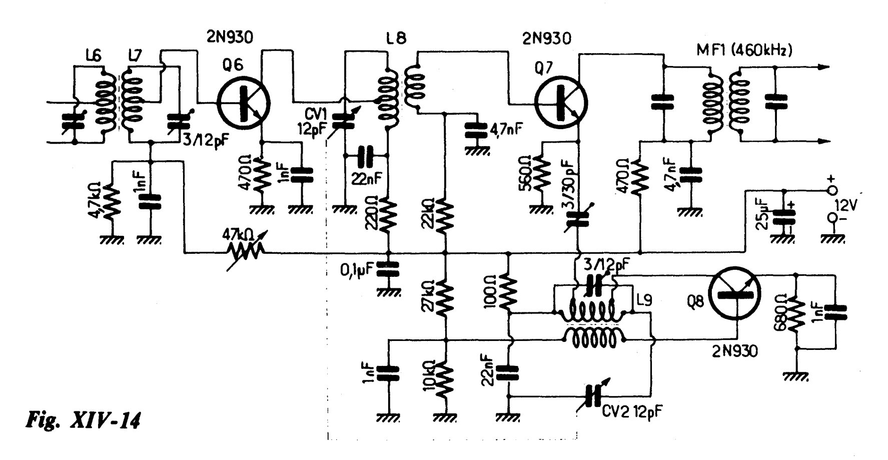


Fig. XIV-14

6 mm de diamètre à noyau ; prises à chaque tiers, l'une pour le collecteur, l'autre pour le prélèvement de l'oscillation que l'on applique sur l'émetteur du transistor mélangeur. L'enroulement d'entretien, bobiné par-dessus et en sens inverse après intercalation d'une feuille de papier mince, comporte 9 tours.

Le groupe $CV_1 + CV_2$ est commandé par un démultiplicateur avec cadran pour le repérage des stations dans la gamme.

Le collecteur du transistor mélangeur Q_7 est chargé par un transformateur M.F. miniature (type 10 × 10 × 10) accordé sur 460 kHz (M.F.$_1$). En effet, par la manœuvre des condensateurs variables, l'oscillateur doit varier entre 27,540 et 29,540 MHz, et par battement avec les signaux convertis entre 28 et 30 MHz, nous obtenons bien une moyenne fréquence constante de 460 kHz.

Le schéma de l'amplificateur M.F. (suivi de la détection et du circuit de « S-mètre ») est représenté sur la figure XIV-15. Cet amplificateur n'utilise qu'un seul circuit intégré IC_1 du type TAA 293 ; son alimentation s'effectue en tension stabilisée à 8,2 V par une diode Zener (BZX 61/C8 V2). Sur la broche de sortie (8), nous avons un filtre hybride (M.F.$_2$) à trois circuits (circuit LC d'entrée + résonateur céramique + circuit LC de sortie) ; ce filtre est livré ajusté sur 460 kHz par le fabricant (Valvo, R.T.C., etc.) et assure une sélection globale M.F. de 33 dB pour une bande passante de 5 kHz.

Les signaux M.F. en sortie du filtre hybride sont amplifiés par deux autres transistors du TAA 293. La stabilisation des points de fonctionnement de ces transistors est obtenue par une contre-réaction en courant continu entre les broches 4 et 2. Le signal à modulation d'amplitude est appliqué à la diode détectrice AA 119 par un couplage capacitif. Grâce à ce système, sans inductance, on évite les éventuels couplages avec les circuits d'entrée (couplages indésirables et presque inévitables dans les montages compacts).

Le circuit du « S-mètre » est un montage en pont entre deux transistors 2 N 930 (Q_9 et Q_{10}) ; le galvanomètre est un modèle à déviation totale pour 100 à 150 μA.

Tous ces montages ayant déjà fait l'objet d'examen dans cet ouvrage, cela nous dispense d'y revenir en détails.

Enfin, la figure XIV-16 représente la section B.F. laquelle ne comporte qu'un seul circuit intégré IC_2 du type TBA 641 B. Le volume sonore est réglable par le potentiomètre d'entrée de 470 kΩ (log.). Un réglage de timbre (facultatif) encadré par un pointillé, comporte un potentiomètre de 25 kΩ et un condensateur de 22 nF. L'impédance de la bobine mobile du haut-parleur à employer doit être de 4 ohms. La puissance utile B.F. maximale susceptible d'être délivrée est de l'ordre de 4 watts, ce qui est amplement suffisant pour un récepteur V.H.F. de trafic.

Fig. XIV-15

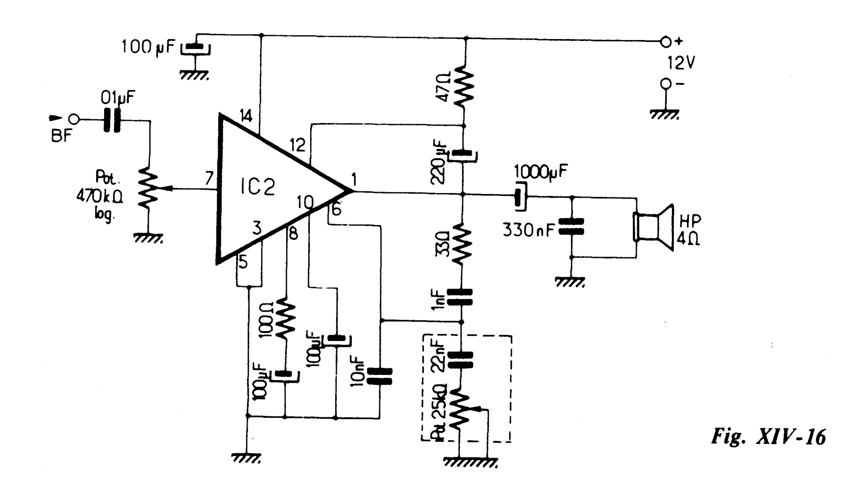


Fig. XIV-16

En ce qui concerne les récepteurs complets V.H.F. 144 MHz, citons également les descriptions faites au chapitre VIII, § 2 (à lampes) et § 4, n° 1 (à transistors), ces deux récepteurs permettant aussi l'écoute des bandes décamétriques.

§ 4. — V.F.O. et oscillateurs V.H.F.

Pour l'émission, comme pour la réception, la technique des U.H.F. est un peu spéciale et diffère de celle des O.C. ordinaires par des précautions nouvelles à prendre et quelques particularités de fonctionnement. Ainsi, sur de telles fréquences élevées, le temps de parcours (1) des électrons à l'intérieur d'un tube entraîne une perte de puissance sur la grille (bien que le temps de parcours à l'intérieur d'un même tube soit plus faible à l'émission qu'à la réception, du fait de l'emploi de tensions anodiques plus élevées). Cette perte de puissance sur la grille peut se compenser par une augmentation de la puissance d'excitation. Par contre, dans le circuit de sortie, la perte de puissance est assez forte au moment du réglage, lorsque le circuit n'est pas chargé, et elle devient plus faible lorsque l'antenne est couplée.

Une lampe quelconque pourrait fonctionner en U.H.F. si aucun phénomène ne se manifestait ; malheureusement la disposition des électrodes, les connexions souvent compliquées y aboutissant, la naissance d'oscillations parasites, les pertes de puissance grille et anode provoquant un échauffement des électrodes, la qualité du verre, sont autant de causes qui éliminent des U.H.F., un nombre important de types de tubes.

En conséquence, l'amateur établissant, par lui-même, un schéma, devra se reporter à un catalogue de lampes bien fait, pour savoir si tel ou tel tube peut convenir (catalogue indiquant la fréquence limite d'utilisation).

(1) On sait que la vitesse des électrons se calcule approximativement par la formule :
$V = 600\sqrt{V_a}$

V = vitesse en kilomètres/seconde
V_a = tension d'anode en volts.

Il reste cependant, heureusement, quelques bonnes lampes courantes qui permettent d'obtenir un bon rendement jusqu'à 144 MHz. Il faut évidemment plus d'excitation grille pour attaquer un même tube sur 144 MHz que sur 14 MHz, par exemple, et il ne faut pas croire pouvoir tirer autant de puissance sur ces deux fréquences pour un échauffement égal de la lampe. Néanmoins, on peut espérer des rendements très acceptables et, avec quelques précautions, les accroître et les rendre même bons. Naturellement, au-dessus de 144 MHz, il faut faire appel aux tubes spéciaux, si l'on veut rayonner une puissance H.F. quelque peu importante.

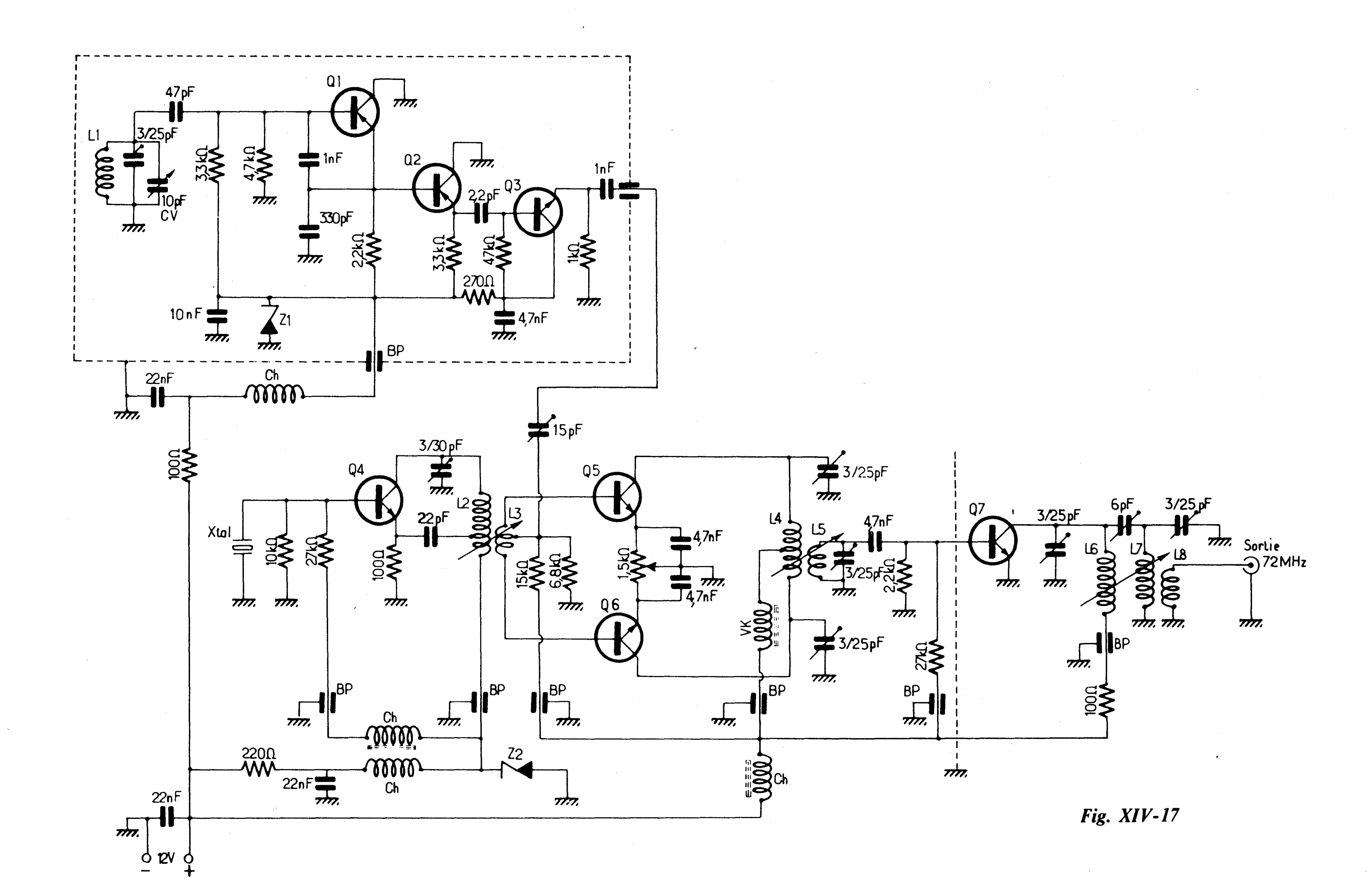
Dans tous les montages U.H.F. — aussi bien émetteurs que récepteurs, rappelons-le — il faut toujours s'imposer des connexions courtes et un câblage direct sans angle vif, et mettre tout en œuvre pour cela ; par exemple, ne pas hésiter à placer tel ou tel tube horizontalement, plutôt que de le laisser dans sa position verticale normale, si les connexions doivent être nettement plus courtes.

•

Oscillateurs V.H.F.

Pour la production d'oscillations sur très haute fréquence, on peut naturellement avoir recours à un oscillateur travaillant directement sur ces gammes d'ondes très courtes ; mais souvent, on préfère créer une oscillation de fréquence bien moins élevée et la multiplier ensuite par des étages séparateurs doubleurs ou quadrupleurs, avant l'amplification finale de puissance. Certains émetteurs V.H.F. et U.H.F. sont pilotés par oscillateur à quartz overtone. Sur ce sujet et pour des montages de ce genre, nous demandons au lecteur de bien vouloir se reporter au § 4 du chapitre V (Oscillateurs quartz V.H.F.).

Cependant, pour supprimer tout ce que le pilotage par quartz peut comporter d'astreintes dans le trafic, certains émetteurs V.H.F. sont aussi équipés de V.F.O. C'est de ces montages de pilotes à fréquence variable dont nous allons nous occuper maintenant.



Q1
47pF
L1
3/25pF
3,3kΩ
4,7kΩ
1nF
10pF
CV
Q2
330pF
2,2kΩ
22pF
Q3
3,3kΩ
47kΩ
1nF
1kΩ
270Ω
10nF
Z1
4,7nF
BP
22nF
Ch
100Ω
15pF
3/30pF
Q4
Q5
3/25pF
Xtal
10kΩ
27kΩ
100Ω
22pF
L2
L3
15kΩ
6,8kΩ
4,7nF
1,5kΩ
4,7nF
Q6
L4
L5
47nF
3/25pF
2,2kΩ
VK
3/25pF
27kΩ
BP
Q7
3/25pF
6pF
3/25pF
L6
L7
L8
Sortie
72MHz
BP
100Ω
BP
BP
BP
BP
Ch
220Ω
22nF
Ch
Z2
Ch
22nF
12V
-
+

Fig. XIV-17

I. — V.F.O. pour émetteur 144-146 MHz

Le montage proposé ici est du type à battement, c'est-à-dire que nous allons faire interférer un oscillateur à quartz avec un oscillateur à fréquence réglable. La stabilité de l'ensemble dépend donc de la constance de la tension d'alimentation (problème facile à résoudre avec des diodes zener), des effets thermiques éventuels et de la rigidité mécanique de la réalisation (tout cela étant surtout valable pour les circuits, bobinage, condensateurs variables et fixes, bâti, etc. de l'étage oscillateur variable).

Un autre danger est constitué par les risques de modulation de fréquence indésirable ; pour cela aussi, la constance des tensions d'alimentation est à surveiller de très près. Il faut en outre éviter toute réaction des étages de puissance de l'émetteur sur les étages du V.F.O., et notamment sur les oscillateurs. Plusieurs étages tampons séparateurs sont prévus ; de plus, le signal H.F. de sortie du V.F.O. proposé peut se régler entre 72 et 73 MHz, ce qui suppose donc encore un étage doubleur de fréquence faisant suite pour amener l'oscillation entre 144 et 146 MHz, et probablement un ou plusieurs étages tampon driver pour obtenir la puissance d'excitation H.F. nécessaire à l'étage final de l'émetteur (selon la puissance de ce dernier).

La stabilité en fréquence dans le temps du prototype réalisé auquel il a été évidemment apporté le plus grand soin, est de l'ordre de ± 60 Hz.

Le schéma général de ce V.F.O. est représenté sur la figure XIV-17. Nous avons :

a) l'oscillateur variable sur une fréquence relativement basse, dont la réalisation tant électrique que mécanique est à soigner particulièrement ; cet étage comporte les transistors Q_1, Q_2 et Q_3 et est enfermé dans un petit boîtier métallique connecté à la masse générale ;

b) l'oscillateur fixe à quartz overtone (transistor Q_4) ;

c) le mélangeur équilibré (transistors Q_5 et Q_6) ;

d) l'étage tampon amplificateur (transistor Q_7).

Reprenons tout cela plus en détails.

L'oscillateur variable avec transistor Q_1 en collecteur commun est un montage Colpitts à réaction par le circuit d'émetteur. Puis, suivent deux étages tampons apériodiques avec les transistors Q_2 et Q_3. Cette section est alimentée avec une tension de 9 V stabilisée par une diode zener Z_1.

La bobine L_1 comporte 10 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm, enroulés sur un mandrin en stéatite de 30 mm de diamètre ; après exécution, le bobinage est fixé et imprégné par une couche de colle Scotch. Une capacité ajustable à air de 3-25 pF sert à caler une fois pour toutes la bande qui sera couverte par la manœuvre du condensateur variable CV (10 ou 12 pF). Ce dernier doit évidemment pouvoir être commandé de l'extérieur du boîtier ; cette commande s'effectue par un démultiplicateur (liaison par flector) avec un cadran offrant un bon étalement de lecture.

La bande couverte par la manœuvre du condensateur variable doit être de 12,5 à 13,5 MHz ; ce qui peut se vérifier facilement avec un récepteur de trafic voisin. On en profitera aussi, bien entendu, pour vérifier la *stabilité* de l'oscillateur ; en fait, tant qu'une parfaite stabilité ne sera pas obtenue, il est inutile d'aller plus avant.

L'oscillation à fréquence fixe (transistor Q_4) utilise un quartz miniature overtone de 85,5 MHz.

La bobine L_2 comporte 5,5 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm, enroulés à spires jointives sur un mandrin Lipa de 8 mm de diamètre. Une prise est effectuée à 1,5 tour du côté alimentation pour le report d'énergie sur l'émetteur par l'intermédiaire d'un condensateur de 22 pF pour l'entretien des oscillations. Cet enroulement est accordé par une capacité ajustable à air de 3-30 pF, et le quartz n'oscille que lorsque ce circuit est parfaitement réglé.

La bobine L_3 à point milieu, comporte 2 tours (même fil) ; elle est enroulée sur le mandrin de L_2 du côté alimentation. Provisoirement, elle doit pouvoir coulisser sur le mandrin afin d'ajuster son couplage par rapport à L_2, ce qui permet de doser l'injection

de l'oscillateur à fréquence fixe sur le mélangeur équilibré qui fait suite. Ce n'est qu'après cette mise au point que l'on collera L_3 sur le mandrin afin que le couplage ne varie plus.

L'oscillation à fréquence fixe est donc appliquée en opposition sur les bases de Q_5 et de Q_6. Le point milieu de la bobine L_3 reçoit par ailleurs l'oscillation à fréquence réglable par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison ajustable de 15 pF.

La différence du mélange pouvant aller de 85,5-13,5 à 85,5-12,5 (c'est-à-dire de 72 à 73 MHz) est mis en évidence dans le circuit de sortie L_4.

La bobine L_4 comporte 10 tours (même fil) avec une prise médiane, sur un mandrin Lipa de 8 mm de diamètre. L'accord de ce bobinage doit se faire sur 72,5 MHz par le réglage simultané des deux condensateurs ajustables à air de 3-25 pF afin de conserver une symétrie parfaite ; nous y reviendrons.

La bobine L_5 comporte 7 tours (même fil) enroulés sur un mandrin identique au précédent ; son accord se fait sur 72,5 MHz également par le condensateur ajustable de 3-25 pF en parallèle.

Les deux mandrins de L_4 et L_5 sont disposés l'un à coté de l'autre, axes parallèles ; la distance (c'est-à-dire le couplage) est à ajuster afin d'obtenir un effet de filtre de bande (transmission sensiblement plate entre 72 et 73 MHz).

Enfin, l'étage faisant suite est un amplificateur tampon (transistor Q_7) dont la sortie comporte un nouveau filtre de bande constitué par L_6 (primaire) et L_7 (secondaire) ; ces deux enroulements exécutés chacun sur un mandrin, présentent les mêmes caractéristiques de fabrication que L_5 et sont accordés par des capacités à air de 3-25 pF. L'enroulement tertiaire L_8 comporte 3 tours de fil de cuivre sous gaine de plastique, bobinés par-dessus L_7 du côté masse.

Les bobines d'arrêt Ch comportent 15 spires (fil de cuivre émaillé de 6/10 mm) enroulées sur un diamètre de 6 mm.

La bobine d'arrêt notée VK est du type commercial VK 200 (R.T.C.) sur ferrite.

Les condensateurs de traversée B.P. présentent une capacité de 2,2 nF.

Tous les semi-conducteurs sont de la R.T.C. ; nous avons :

Q_1 = AF 125 (ou AF 200).

Q_2 = AF 239.

Q_3 = BF 194 (ou BF 594).

Q_4 = 2N 2369 A (ou BSX 93).

$Q_5 = Q_6 = Q_7$ = 2N 706 A (ou BSY 63).

Z_1 = BZY96/C9V1.

Z_2 = BZX61/C9V1.

Pour la mise au point, on procède de la façon suivante :

a) Régler le circuit L_1 pour couvrir la bande 12,5 à 13,5 MHz, nous l'avons déjà dit.

b) Régler le circuit L_2 pour obtenir l'oscillation du quartz overtone 85,5 MHz, comme nous l'avons dit également.

c) Le V.F.O. n'étant pas alimenté, dégrossir le réglage de L_4 sur 72,5 MHz par ses deux condensateurs ajustables symétriques au moyen d'un « grid-dip ». Même opération et même réglage pour le circuit de L_5.

d) Alimenter de nouveau le V.F.O. et placer la sonde V.H.F. d'un voltmètre électronique sensible sur la base de Q_7. Puis reprendre *doucement* les réglages des condensateurs ajustables de L_4 pour obtenir un *maximum* de lecture au voltmètre électronique ; ne pas agir trop fortement sur ces condensateurs ajustables pré-réglés sur 72,5 MHz... car on pourrait se retrouver facilement vers 85,5 MHz et amplifier alors l'oscillation du quartz !

Ensuite, au moyen de la résistance ajustable des émetteurs de Q_5 et Q_6, rechercher le *minimum* de lecture au voltmètre électronique.

Reprendre successivement plusieurs fois ces deux réglages, maximum de lecture d'abord, minimum ensuite.

Enfin, rechercher à obtenir le *maximum* de lecture au voltmètre électronique en ajustant le couplage de L_3 par rapport à L_2 et en dosant l'injection de l'oscillation varia-

ble par le réglage du condensateur ajustable de liaison de 15 pF.

e) Connecter la sonde V.H.F. du voltmètre sur la douille de sortie (L_s), puis procéder aux réglages des circuits L_5, L_6 et L_7, ainsi qu'à l'ajustage du couplage entre L_4-L_5 d'une part, et L_6-L_7 d'autre part, dans le but d'obtenir une tension V.H.F. de sortie maximale et que cette tension soit sensiblement constante entre 72 et 73 MHz lors de la manœuvre du condensateur variable C.V. de l'oscillateur Q_1.

•

II. — V.F.O. par addition de fréquences

Le schéma général de ce V.F.O. est représenté sur la figure XIV-18 ; sa fréquence de sortie est réglable entre 72 et 73 MHz (ce qui, comme dans le montage précédent, nécessite un doublage de fréquence pour atteindre la bande 144-146 MHz).

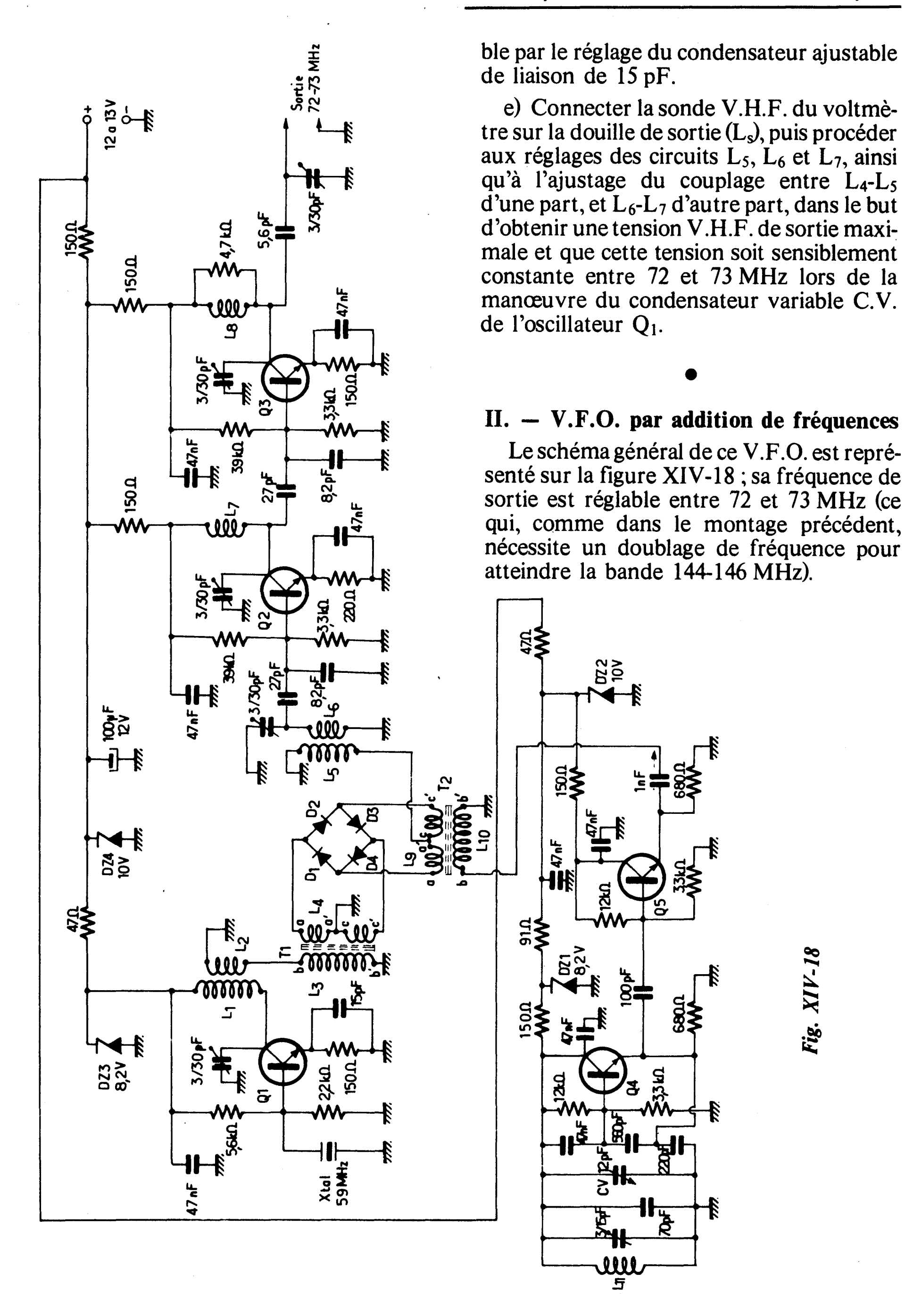


Fig. XIV-18

Le V.F.O. proprement dit comporte les transistors Q_4 et Q_5 (2N 2369 ou BF 152). Il est alimenté en tension stabilisée à 8,2 V et 10 V grâce à deux diodes zener DZ_1 et DZ_2. La bobine L_{11} comporte 13 spires jointives de fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm enroulées sur un mandrin Lipa de 6 mm de diamètre.

Par le réglage du condensateur variable CV de 12 pF, la fréquence de ce V.F.O. peut s'ajuster entre 13 et 14 MHz.

Les étages oscillateur fixe, mélangeur et amplificateurs comportent essentiellement les transistors Q_1, Q_2 et Q_3 (BF 152 ou 2N 2369). Nous avons tout d'abord un étage oscillateur avec le transistor Q_1 et un quartz de 59 MHz ; cet étage est alimenté sous 8,2 volts stabilisés par la diode zener DZ_3. Cette oscillation à 59 MHz est injectée avec le signal issu du V.F.O. (émetteur de Q_5) dans un pont de diodes (D_1 à D_4 type OA 95) montées en mélangeur par l'intermédiaire des tores T_1 et T_2.

A la sortie du mélangeur, un filtre de bande permet d'éliminer toute fréquence indésirable. Nous obtenons à cet endroit par l'addition des deux fréquences un signal réglable de 72 MHz (59 + 13) à 73 MHz (59 + 14).

Ce nouveau signal est amplifié par deux étages (Q_2 + Q_3) accordés dans la gamme 72-73 MHz afin d'obtenir une tension de sortie suffisante pour l'attaque de l'étage faisant suite. Ces deux étages sont alimentés en tension stabilisée de 10 V grâce à la diode zener DZ_4.

L'alimentation générale de l'ensemble s'effectue sous une tension de 12 à 13 V (80 mA).

La tension de sortie HF (72-73 MHz) est de 0,5 V sur 50 Ω.

Caractéristiques des bobinages

L_1 = 10 spires ; L_2 = 3 spires ; mandrin de 6 mm de diamètre ; L_2 couplée à L_1 côté froid ; fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm.

L_5 = 2 spires ; L_6 = 8 spires ; mandrin de 6 mm de diamètre ; L_5 couplée à L_6 côté froid ; fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm.

L_7 = 6 spires ; mandrin de 6 mm de diamètre ; fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm.

L_8 = 7 spires ; mandrin de 6 mm de diamètre ; fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm.

L_3 = 12 spires ; L_4 = 2 × 12 spires ; 3 fils de cuivre émaillé de 3/10 de mm enroulés en même temps sur un tore de ferrite qualité 4C6 (fil de L_3 entre les deux autres). Le mode d'enroulement est représenté sur la figure XIV-19 où le tore a été très agrandi pour la clarté du dessin.

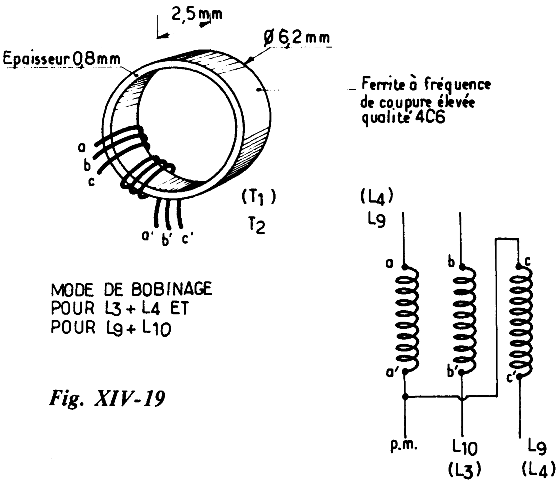


Fig. XIV-19

$L_9 = 2 \times 12$ spires ; L_{10} = 12 spires ; 3 fils de cuivre émaillé de 3/10 de mm enroulés en même temps sur un tore de ferrite qua-

lité 4C6 (fil de L_{10} entre les deux autres) ; voir également figure XIV-19.

Il est parfois intéressant de monter un condensateur *ajustable* type 6/60 pF air en parallèle sur L_{10} que l'on accorde vers 13,5 MHz afin d'avoir une meilleure injection du signal du V.F.O., et ainsi une meilleure conversion.

§ 5. — Emetteurs V.H.F. à semi-conducteurs

Introduction

Nous devons tout d'abord rappeler qu'un exposé de la théorie élémentaire et des généralités concernant l'emploi des semiconducteurs dans les émetteurs a été fait aux chapitres II (§ 9), V(§ 7) et X(§ 5) ; le lecteur voudra bien s'y reporter, le cas échéant.

D'autre part, certains montages décrits ci-après sont des réalisations **professionnelles** dont la fréquence de sortie ne correspond pas à une gamme « amateurs ». Mais il est bien évident que lesdits montages pourront éventuellement être modifiés (quartz et accord des circuits) pour en obtenir le fonctionnement dans une gamme voisine de fréquences allouée aux amateurs.

Disons aussi que dans le domaine des semi-conducteurs, les « nouveautés » vieillissent vite ; mais rien n'empêchera, le cas échéant, de remplacer les types indiqués par leurs correspondants récents.

Enfin, dans les descriptions d'émetteurs qui suivent, nous emploierons parfois la terminologie « Amplificateur V.H.F... ». Cela veut dire qu'il ne s'agit pas d'un émetteur complet ; il faudra y adjoindre un système de pilotage excitateur, soit oscillateur quartz, soit V.F.O.

Nous devons également rappeler l'utilité des compresseurs de modulation décrits au chapitre X, § 6. Nous devons aussi rappeler l'intérêt d'un « bip » de fin d'émission (surtout en V.H.F., à cause du souffle) et nous renvoyons le lecteur aux montages décrits sur la figure X-12 ou sur la figure X-14 (chapitre X, § 6).

•

I. — Amplificateur V.H.F. 25 à 30 W

Conçu à l'origine pour l'aéronautique (émetteur de bord), ce montage d'amplificateur V.H.F. présente une particularité intéressante qui rend son application très favorable dans la gamme « amateurs » de 144 à 146 MHz.

Cette particularité est que la bande passante de cet amplificateur V.H.F. peut atteindre 18 MHz sans qu'aucune retouche aux réglages des circuits accordés ne soit nécessaire. Qui peut le plus, peut le moins... Cela veut donc dire que l'amateur pourra facilement placer son émission en un point quelconque des 2 MHz de la bande 144-146 MHz sans avoir à retoucher les réglages des circuits.

Les étages V.H.F. de puissance sont prévus pour être alimentés sous 13,6 V avec modulation en amplitude par le collecteur.

Si l'on utilise un modulateur-série (sans transformateur) dont un schéma possible est donné à la fin de cette étude, la tension de départ de l'alimentation doit évidemment être doublée (soit 27,2 V). Seuls les étages non modulés sont alimentés directement à 13,6 V.

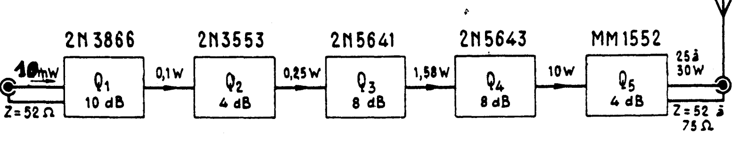
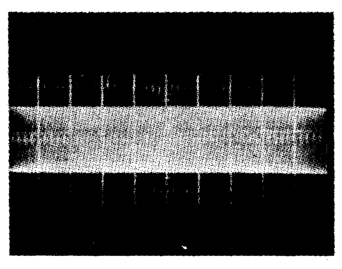


Fig. XIV-20

Par contre, si l'on veut maintenir la tension d'alimentation générale à 13,6 V, il faut nécessairement employer un modulateur conventionnel muni d'un transformateur de sortie.

Cet amplificateur V.H.F. comporte cinq étages, tous montés en émetteur commun (fig. XIV-20). L'étage final Q_5 est équipé d'un transistor de puissance Motorola type



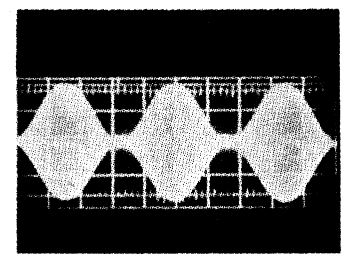


Fig. XIV-21

MM 1552 à émetteur équilibré (connexion intérieure de l'émetteur à la vis de fixation du boîtier, donc au châssis).

Ce transistor peut être remplacé par l'un des types actuels : MRF 644 (25 W) ou MRF 646 (40 W) de Motorola également.

L'étage driver Q_4 est équipé d'un transistor de puissance Motorola type 2 N 5643.

Les étages prédrivers Q_1, Q_2 et Q_3 comportent respectivement des transistors des types 2 N 3866, 2 N 3553 et 2 N 5641.

Pour l'obtention d'une modulation (en amplitude) profonde et bien linéaire, celle-ci est appliquée simultanément sur les trois derniers étages amplificateurs (Q_3, Q_4 et Q_5). Deux diodes en opposition sont utilisées pour limiter le niveau de modulation appliqué à l'étage Q_3 (réduction des crêtes négatives des signaux B.F. modulateurs).

Comme nous l'avons dit, il ne s'agit ici que d'un amplificateur V.H.F. Son entrée doit donc être précédée du classique oscillateur pilote (à quartz ou V.F.O.) et des étages multiplicateurs de fréquence adéquats. Sur la figure XIV-20, on remarque qu'une puissance de 10 mW suffit pour l'excitation normale de l'entrée (impédance 52 Ω). Par ailleurs, cette même figure indique les gains apportés par chaque étage, ainsi que les puissances V.H.F. requises aux entrées de ces étages. En conséquence, si la puissance à la sortie du pilote multiplicateur de fréquence dont on dispose est suffisamment importante, on pourra éventuellement supprimer l'étage Q_1, ou les étages Q_1 + Q_2 (selon le cas).

Les performances relevées sur cet amplificateur sont indiquées dans le tableau ci-dessous. On remarque que trois valeurs sont données : la première correspond à la fréquence centrale normale de réglage F ; la seconde correspond à une fréquence F − 9 MHz ; la troisième correspond à une fréquence F + 9 MHz.

La figure XIV-21 représente les oscillogrammes obtenus : à gauche,en porteuse non modulée ; à droite, en modulation maximale par un signal sinusoïdal à 1 000 Hz.

D'après les indications fournies par le tableau, on remarquera que la puissance V.H.F. de sortie en porteuse pure est de 31 W pour la fréquence centrale de

	F	F − 9 MHz	F + 9 MHz	
Puissance HF de sortie non modulée	31	25,1	28	W
Puissance HF de sortie modulée	42,5	33	38,5	W
Tension d'alimentation	13,6	13,6	13,6	V
Intensité totale consommée	5,6	5,5	4,6	A
Intensité de collecteur de Q_5	3,4	3,3	2,9	A
Puissance appliquée à l'entrée	10	10	10	mW
Taux de modulation	86	80	88	%
Distorsions de l'enveloppe	7,9	8,5	8	%
Atténuation des fréquences indésirables rayonnées : 2 F	− 20	− 22	− 21	dB
3 F	− 45	− 49	− 48	dB
Autres fréquences	− 52	− 52	− 58	dB

réglage F, et que cette puissance est seulement réduite à 25 ou 28 W à F $\pm$ 9 MHz. En conséquence, pour la bande de 144 à 146 MHz qui nous intéresse ici, soit F $\pm$ 1 MHz seulement, nous pouvons dire que nous disposerons d'une puissance V.H.F. de l'ordre de 30 W tout au long de cette bande, sans modification des réglages des circuits.

Les circuits des étages driver et prédrivers sont conçus afin d'être suffisamment amortis d'une part, et d'accepter sans dommage d'éventuelles surcharges d'excitation d'autre part, selon la fréquence de fonctionnement dans la bande, et cela, tout en réalisant l'adaptation des impédances entre étages.

Le schéma général de l'amplificateur V.H.F. proposé est représenté sur la figure XIV-22.

L'adaptation d'impédance entre la charge (antenne 52 à 75 Ω) et le collecteur du transistor Q_5 de l'étage final est obtenue par un circuit en π ($L_6 + C_6 + C_7$), lequel permet évidemment également l'accord.

La puissance d'excitation nécessaire à l'entrée du transistor Q_4 est de l'ordre de 1,6 W, lequel fournit la puissance d'excitation de 10 W requise par le transistor Q_5.

Le circuit d'entrée du transistor Q_5 comporte une capacité totale très élevée entre base et masse, réalisant l'accord avec l'inductance du conducteur aboutissant à cette base ; l'emploi de condensateurs à très faible inductance propre est fortement recommandé.

L'étage driver (transistor Q_4), ainsi que l'étage final (transistor Q_5), sont l'un et l'autre modulés par leur circuit de collecteur ; ils recoivent la modulation totale issue de l'amplificateur B.F.

Par contre, l'étage prédriver, avec transistor Q_3, n'est que partiellement modulé. En fait, il est modulé normalement par les crêtes positives des signaux B.F. ; mais les crêtes négatives sont limitées par l'action de deux diodes $D_1 + D_2$ montées en opposition. En effet, nous pouvons dire essentiellement que la diode marquée D_2 ne conduit pas durant les crêtes négatives B.F., alors que dans le même instant la diode D_1 conduit, alimentant le transistor Q_3 avec une tension continue constante durant cet intervalle. Les diodes $D_1 + D_2$ sont fabriquées dans le même boîtier ; il s'agit du type MSD 6100 de Motorola.

Naturellement, les étages avec transistors Q_1 et Q_2 ne sont pas modulés.

Les caractéristiques des bobinages sont les suivantes :

L_1 = 2 tours ; sur air, diamètre intérieur 4 mm ; longueur 6,5 mm.

L_2 = 2 tours 1/2 ; sur air, diamètre intérieur 4 mm ; longueur 3 mm.

L_3 = 1 tour ; sur air, diamètre intérieur 4 mm ; longueur 3 mm.

L_4 = 2 tours ; sur air, diamètre intérieur 4 mm ; longueur 10 mm.

L_5 = 3 tours ; sur air, diamètre intérieur 4 mm ; longueur 10 mm.

L_6 = 1 tour ; sur air, diamètre intérieur 4 mm ; longueur 7 mm.

Pour tous ces bobinages, utiliser du fil de cuivre nu poli ou du cuivre argenté de 12/10 de mm de diamètre.

D'autre part, nous avons :

Ch_1 = bobine d'arrêt sur ferroxcube (type VK 200 — 20-4 B de R.T.C.).

Ch_2 = perles de ferrite ou bague d'arrêt en ferroxcube.

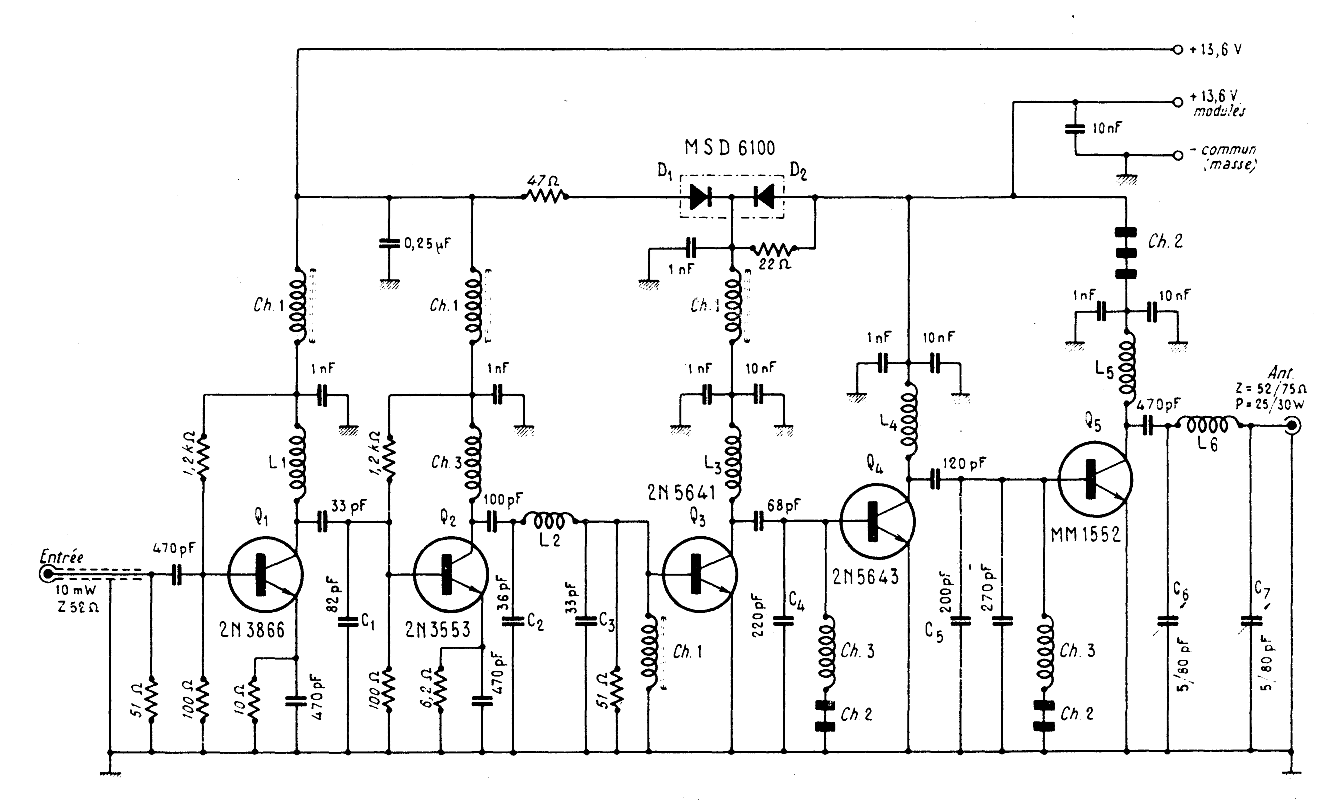
Ch_3 = bobine d'arrêt comportant une quarantaine de spires jointives en fil de cuivre émaillé de 1/10 de mm enroulées sur le corps d'une résistance au carbone de 10 kΩ.

Toutes les résistances sont du type 0,5 W, tolérance $\pm$ 5 %.

Le condensateur de 0,25 μF (0,22 ou 0,27 en valeurs normalisées) est du type polyester métallisé ou polycarbonate métallisé.

Toutes les autres capacités sont du type céramique : tolérance $\pm$ 20 % pour les condensateurs de découplage ; tolérance $\pm$ 5 % pour les condensateurs d'accord et de liaison.

Les condensateurs C_6 et C_7 sont du type ajustable à air.



+ 13,6 V
+ 13,6 V modulés
10 nF
- commun (masse)
MSD 6100
D1
D2
47 Ω
0,25 µF
1 nF
22 Ω
Ch. 1
Ch. 2
Ch. 3
L 1
L 2
L3
L4
L5
L 6
1,2 kΩ
33 pF
100 pF
68 pF
120 pF
470 pF
10 nF
Q1
Q2
Q3
Q4
Q5
2N 3866
2N 3553
2N 5641
2N5643
MM1552
Entrée
10 mW
Z 52 Ω
82 pF
36 pF
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
220 pF
200 pF
270 pF
5/80 pF
51 Ω
100 Ω
10 Ω
6,2 Ω
Ant.
Z = 52/75 Ω
P = 25/30 W

Fig. XIV-22

L'ensemble du montage est construit sur une plaque de métal en bronze phosphoreux (à défaut, en cuivre ou en laiton) de 16 × 10 cm (épaisseur de 1 mm). Les transistors Q_1 et Q_2 sont montés avec des supports. Les transistors Q_3, Q_4 et Q_5 sont boulonnés directement sur la plaque métallique (châssis) ; en outre, des radiateurs constitués par des petits blocs de laiton ou d'aluminium coulé, encapuchonnant les boîtiers des transistors Q_4 et Q_5, favorisent la dissipation de leur élévation de température.

Lors de la mise au point, les réglages des circuits seront faits *une fois pour toutes,* étage par étage, selon la méthode habituelle (par exemple en observant l'intensité de collecteur de l'étage suivant), sur la fréquence médiane de la bande 144-146 MHz, soit sur 145 MHz.

Etage Q_1 : agir sur l'espacement entre spires de L_1 ; le cas échéant, modifier légèrement la valeur de C_1.

Etage Q_2 : agir sur l'espacement entre spires de L_2 ; éventuellement, modifier légèrement les valeurs de C_2 et C_3.

Etage Q_3 : agir sur l'espacement entre spires de L_3 ; si nécessaire modifier légèrement la valeur de C_4.

Etage Q_4 : agir sur l'espacement entre spires de L_4 ; le cas échéant, modifier légèrement la valeur de C_5.

Etage Q_5 : régler C_6 et C_7 (charge fictive ou antenne connectée).

Nous le répétons, les puissances d'excitation indiquées pour chaque étage et les faibles impédances de liaison inter-étages sont des points à respecter pour obtenir une parfaite stabilité de fonctionnement du montage et une puissance de sortie sensiblement constante sur toute la largeur de bande.

La modulation par le collecteur nécessite un apport relativement grand de puissance B.F. (ici une quinzaine de watts) en conjonction avec l'intensité importante de ce circuit.

En conséquence, lorsqu'un transformateur de modulation est utilisé pour le couplage entre la sortie de l'amplificateur B.F. et l'émetteur, il doit être conçu de telle façon que son secondaire puisse supporter l'intensité en courant continu importante du circuit de collecteur des étages (modulés) de puissance de l'émetteur. Pour éviter la saturation, il doit comporter un léger entrefer.

En outre, le secondaire de ce transformateur doit présenter diverses prises intermédiaires pour permettre l'adaptation optimale des impédances. Ce secondaire doit par ailleurs avoir une résistance ohmique aussi faible que possible, afin que la chute de tension soit négligeable ; dans le cas contraire, il y aurait une néfaste réduction de la tension

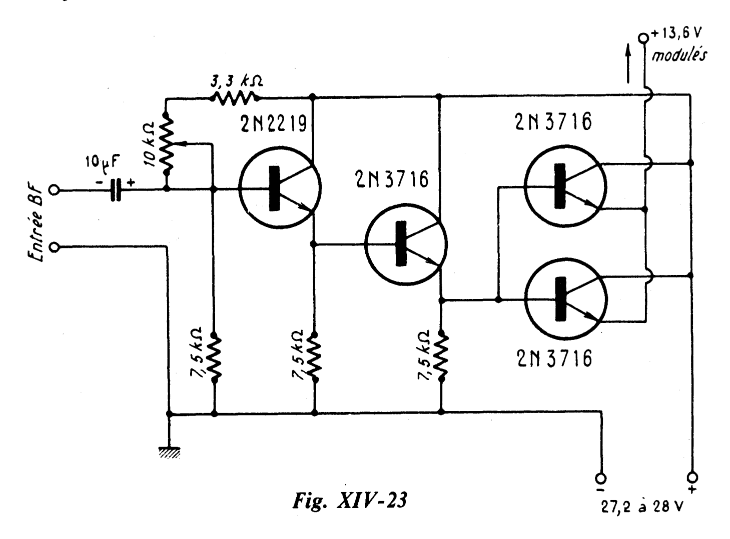


Fig. XIV-23

continue d'alimentation des étages H.F. modulés.

L'intérêt de ce système est qu'il permet d'alimenter l'ensemble des étages de l'émetteur à la tension de 13,6 V.

Une autre solution, plus simple, plus légère, réside dans l'emploi d'un amplificateur B.F., dit « modulateur-série », dont un exemple est représenté sur la figure XIV-23. Dans ce montage, on sait que le transformateur est remplacé par des transistors de puissance connectés en parallèle entre eux, mais montés en série dans l'alimentation des étages de puissance V.H.F. à moduler de l'émetteur. Cependant, dans ce cas, la tension d'alimentation au départ doit être *doublée,* c'est-à-dire portée à 27,2/28 V, afin d'obtenir la tension modulée à 13,6 V requise par les étages de puissance V.H.F. de l'émetteur.

Les étages Q_1 et Q_2 sont toujours normalement alimentés à la tension de 13,6 V.

Outre cet inconvénient, un modulateur de ce genre présente souvent des distorsions et des risques d'emballement thermique. Néanmoins, il offre une solution pour l'obtention d'un procédé simple de modulation, les éventuelles distorsions de la courbe enveloppe H.F. pouvant généralement être réduites par l'installation complémentaire d'un circuit de contre-réaction.

Bibliographie :

Adaptation d'extraits de la note d'application AN-503 Motorola.

●

II. — Emetteur 144 MHz 6 W/H.F.

Le schéma de cet émetteur est représenté sur la figure XIV-24 ; il est équipé des transistors suivants :

Q_1 oscillateur pilote : 2 N 708 (« R.T.C. ») ;

Q_2 tripleur de fréquence : 2 N 698 (« R.T.C. ») ou 2N 2218 (« Motorola » ou « RTC »);

Q_3 amplificateur : BSY10 (« R.T.C. »), ou BSY21 (« Intermetall »), ou 2 N 914 ;

Q_4 driver : 2 N 2950 (« Motorola ») ;

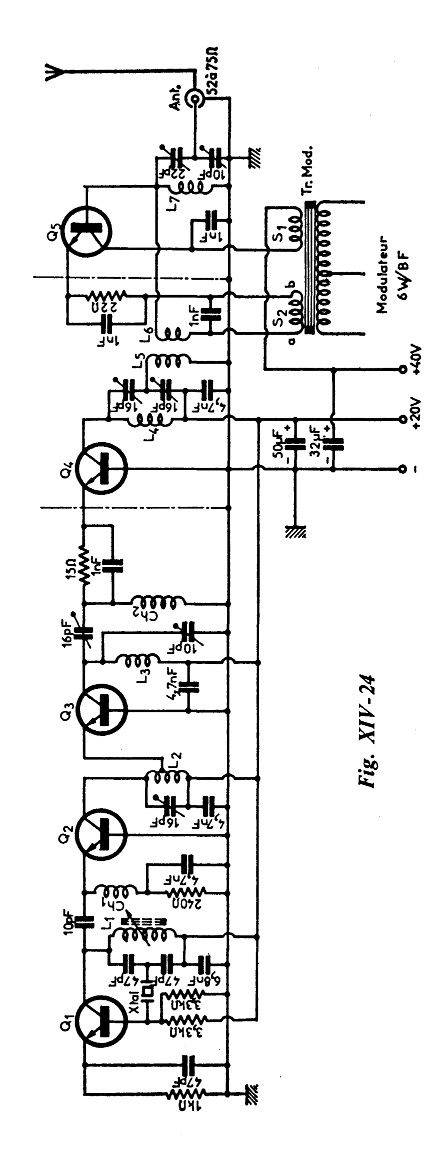


Fig. XIV-24

Q_5 final PA : 2 SC 93 (« Nippon Electric Corporation ») ou BSX 45-6.

Cet émetteur d'une puissance de 6 watts H.F., donc fort satisfaisante pour l'amateur, est modulé en amplitude.

L'oscillateur Q_1 monté en émetteur commun, utilise un quartz *Xtal* 48 MHz over-

tone 3, type miniature CR — 23/U. Le circuit L_1 de collecteur est accordé sur cette fréquence pour l'entrée en oscillation du quartz.

L'étage suivant Q_2, monté en base commune, triple cette fréquence (donc, circuit L_2 réglé sur 144 MHz).

Les deux étages suivants Q_3 et Q_4, montés également en base commune, amplifient le signal à 144 MHz pour fournir l'excitation convenable à l'étage final. Chacun des circuits montés dans les collecteurs doit être réglé à la résonance et pour le transfert maximum d'énergie à l'étage faisant suite ; cette remarque est particulièrement valable pour l'étage driver Q_4 (réglage optimum simultané des deux condensateurs ajustables à air en parallèle sur L_4). La puissance H.F. disponible à la sortie de Q_4 est de l'ordre du watt.

L'étage final PA est équipé du transistor Q_5 monté en collecteur commun d'après un schéma étudié par « Texas Instruments ». Le circuit de sortie L_7 est aussi accordé par deux condensateurs ajustables à air (10 et 22 pF) reliés en série. Le réglage simultané de ces deux condensateurs permet d'amener l'impédance de sortie à égalité avec celle de l'antenne et d'obtenir ainsi une charge correcte.

Les transistors Q_2 Q_3, Q_4 et Q_5 sont munis de radiateurs.

La modulation est appliquée à l'étage PA final Q_5. Cette application est fractionnée, comme cela a été exposé au chapitre X, § 5 ; mais il s'agit ici d'une variante du procédé, en ce sens que la modulation est appliquée normalement en premier lieu au collecteur de Q_5, et en second lieu à l'émetteur *de ce même transistor.*

La puissance-alimentation de l'étage final PA est de 12 watts environ (I_c de Q_5 : peu différente de 300 mA) ; la puissance B.F. utile du modulateur doit être de 6 watts environ, ce qui permet d'atteindre facilement le taux moyen conseillé de 85 %. Le schéma du modulateur proprement dit n'a pas été représenté, puisqu'il s'agit en fait d'un amplificateur B.F. normal à transistors : voir, par exemple, chapitre XI, § 3-B.

Le transformateur de modulation comporte deux secondaires distincts présentant une impédance de l'ordre de 100 Ω chacun.

Après avoir connecté S_1, il conviendra de rechercher le sens des branchements sur S_2 en inversant les connexions, pour déterminer le sens donnant la modulation la plus énergique.

Les bobinages présentent les caractéristiques suivantes :

L_1 = 8 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm, répartis sur une longueur de 20 mm, sur un mandrin de 8 mm de diamètre, noyau réglable.

$L_2 = L_3 = L_4 = L_5 = L_7$ = 2 tours de fil de cuivre argenté de 20/10 de mm, sur air, diamètre intérieur 8 mm, espacement de 5 mm entre spires (prise médiane pour L_2).

L_6 = 1 tour, mêmes caractéristiques que ci-dessus ; couplage à L_5, côté froid.

$Ch_1 = Ch_2$ = bobine d'arrêt V.H.F. habituelle ou type VK 200 10/3 B de Coprim (R.T.C.).

Un moyen simple permettant l'obtention d'une puissance V.H.F. relativement importante consiste, nous l'avons vu, à utiliser pour l'étage PA un transistor fonctionnant sous une tension assez élevée. Mais cette alimentation ne pose pas de problème majeur, car on sait maintenant produire de telles tensions à partir d'un accumulateur de 6 ou 12 volts au moyen des convertisseurs d'alimentation à transistors, et ce, avec un bon rendement. C'est ce que représente le mon-

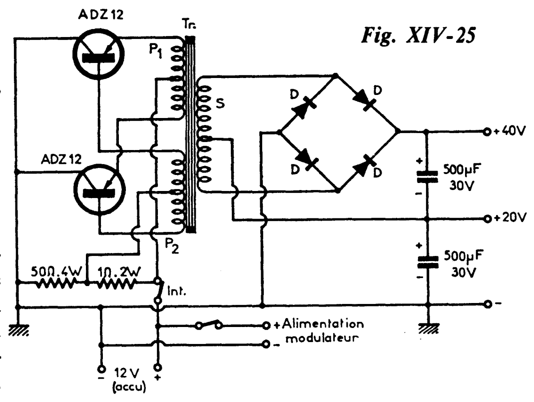


Fig. XIV-25

tage de la figure XIV-25 pour l'alimentation du précédent émetteur en partant d'un accumulateur de 12 volts.

Le transformateur T_r est bobiné sur un circuit magnétique Imphysil IY 10 Q 13. Le primaire P_1 comporte 36 tours de fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm, avec point milieu ; le primaire P_2 comporte 44 tours de fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm, avec point milieu. En cas de non-démarrage des oscillations primaires, il suffit d'inverser les connexions aboutissant à l'un de ces enroulements. Pour le secondaire S, nous avons 64 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm, avec point milieu. Le redressement est effectué par quatre diodes D, type BYX 49/300, montées en pont.

Les bobinages présentent les caractéristiques suivantes :

L_1 = 1/2 tour ; L_2 = L_5 = 3 tours ; L_3 = L_4 = 1/2 tour ; L_6 = 1 1/2 tour ; tous en fil de cuivre de 16/10 de mm, sur air, diamètre intérieur 12 mm.

LA = bobine d'arrêt ferroxcube type VK 200 09/4 B (Coprim).

●

IV. — Amplificateur de puissance 25 W

Ce montage est extrait des « Notes d'Applications », référence 801/7/66, de la R.T.C. Bien que prévu pour 165 MHz, rappelons qu'il est possible de le réaliser et de l'accorder, le cas échéant, sur 144 MHz (fig. XIV-27).

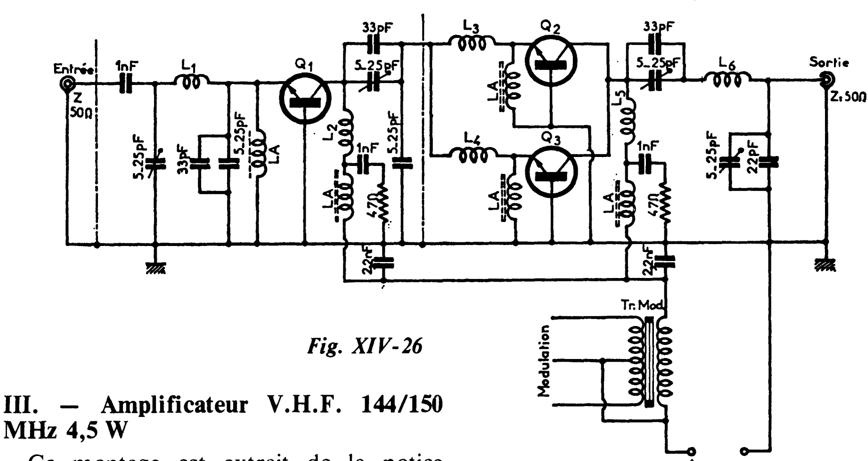


Fig. XIV-26

III. — Amplificateur V.H.F. 144/150 MHz 4,5 W

Ce montage est extrait de la notice n° XXIV « Application des semi-conducteurs » de la R.T.C. le schéma est représenté sur la figure XIV-26. La puissance V.H.F. de porteuse est de 4,5 W pour une puissance appliquée à l'entrée de 0,3 W. L'amplificateur est modulé en amplitude (85 %), l'application de la modulation étant fractionnée sur les deux étages, et la puissance de crête est de l'ordre de 15 W.

L'étage driver comporte un transistor Q_1 type BLY14 ; l'étage final PA est équipé de deux transistors Q_2 et Q_3 connectés en parallèle (type BLY14, également). Tous sont montés en base commune. Des blindages assurent une séparation entre les étages.

La section amplificatrice V.H.F. proprement dite comporte l'étage driver avec transistor Q_1 (BLY14) et l'étage final PA équipé de deux transistors Q_2 et Q_3 (BLY21) connectés en parallèle. Une puissance d'excitation de 500 mW à l'entrée permet d'obtenir 25 W en sortie. Le taux de suppression des harmoniques est de 64 dB ; le rendement global est de l'ordre de 50 %.

L'amplificateur est construit sur un châssis en tôle d'aluminium de 2,5 mm d'épaisseur servant de radiateur. Les transistors de sortie Q_2 et Q_3 sont montés sur deux ailettes auxiliaires en forme de L ; ils sont face à

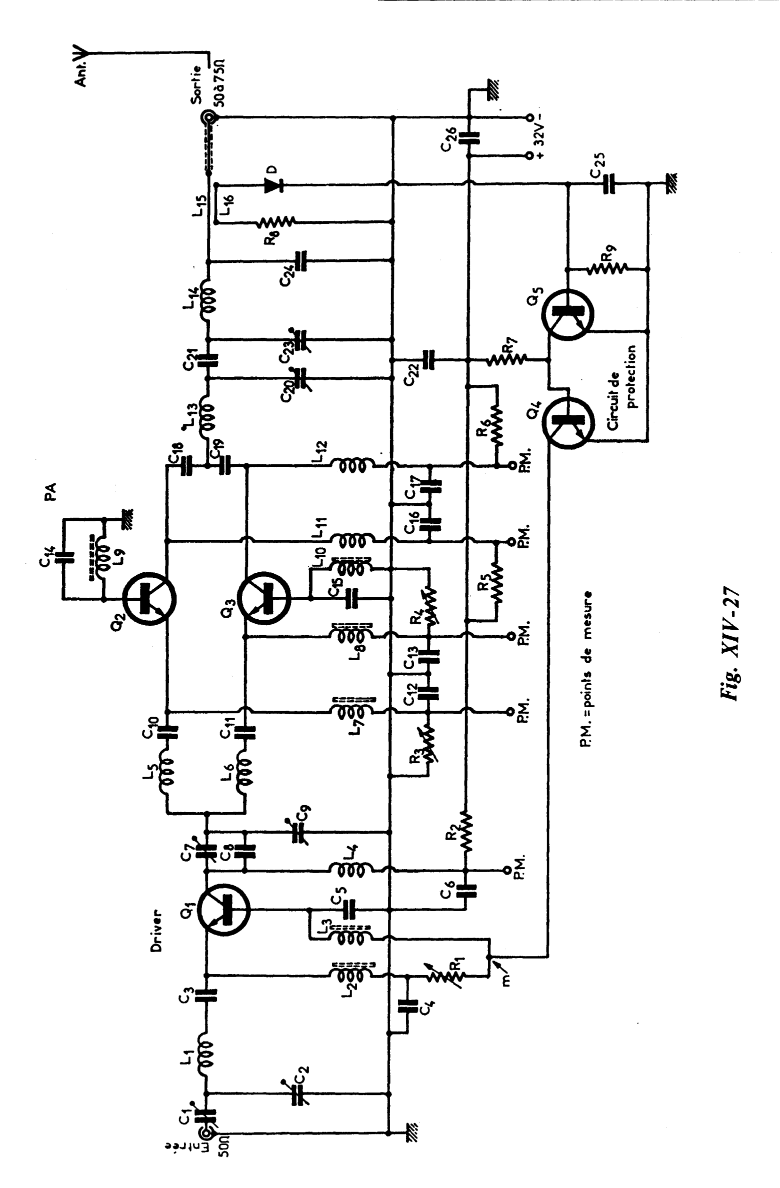


Fig. XIV-27

face, de façon que les connexions soient très proches les unes des autres. On obtient néanmoins avec cette disposition, une bonne dissipation de la chaleur.

Tous les transistors sont montés en base commune et neutrodynés par une capacité dans le circuit de base.

Dans un étage amplificateur V.H.F. comportant deux transistors en parallèle, le point à surveiller plus particulièrement est la résistance de base *rbb'*. En effet, la composante réelle de l'impédance d'entrée du transistor est pratiquement égale à cette résistance de base ; cela signifie qu'un tran-

sistor dont l'impédance d'entrée est plus élevée nécessite une puissance d'excitation supérieure à celle qui est nécessaire pour un transistor dont l'impédance est plus faible. On obtient le résultat voulu en plaçant en série avec chaque transistor une inductance (L_5 et L_6) ; la résistance d'entrée, étant en série avec l'inductance peut être transformée en une résistance en parallèle avec C_9. Une résistance série élevée est transformée en une résistance parallèle faible, et vice versa. La puissance d'entrée d'excitation est ainsi normalement répartie entre les deux transistors.

La tension d'alimentation de l'ensemble est de 32 V. Les connexions PM correspondent aux principaux points de mesure.

Comme nous avons déjà eu l'occasion de le dire au cours de cet ouvrage, dans un émetteur à transistors d'une puissance déjà relativement importante, les transistors de l'étage final PA risquent d'être détruits si l'antenne se trouve accidentellement coupée ou court-circuitée. Pour éviter cela, il est nécessaire d'utiliser un **circuit de protection** qui a pour but de réduire le courant de collecteur en cas de désaccord. C'est ce qui a été fait dans le présent montage.

Au départ du circuit de protection, l'élément essentiel est un coupleur unidirectionnel constitué par les éléments L_{15},, L_{16}, R_8 et D. L'effet directif de cet ensemble est basé sur une combinaison des couplages capacitif et inductif entre L_{15} et L_{16}. La puissance se propageant **normalement** de gauche à droite (sur le schéma) produit une tension aux bornes de R_8 ; au contraire, une puissance qui se propagerait dans le sens inverse, produirait une tension aux bornes de la diode D (type BAY38). La valeur de la résistance R_9 (qui peut être du type ajustable) est telle que le détecteur ne répond pas à la puissance V.H.F. dans le sens direct, mais seulement à la puissance éventuellement réfléchie par la charge en sortie.

Pour une certaine valeur de la puissance réfléchie, la tension détectée aux bornes de R_9 devient suffisamment grande pour que le transistor Q_5 (type BC107) conduise. Ceci entraîne la diminution du courant de base de Q_4 (type BFY51) et l'augmentation de sa tension collecteur-émetteur. Le transistor Q_4 étant connecté en série avec le transistor Q_1 de l'étage driver, la puissance d'excitation appliquée à l'étage PA diminue ; il en va de même pour la puissance d'alimentation continue, donc pour la dissipation.

Pour une réflexion avec un angle de phase déterminé, le courant collecteur de l'étage PA peut augmenter du fait de la réaction interne des transistors. Dans ce cas, la puissance de sortie et le rendement de l'étage PA diminuent, bien que la puissance réfléchie reste en dessous du seuil de fonctionnement du circuit de protection. On peut, dans ces conditions, dépasser la valeur maximale de dissipation autorisée. Cette valeur pourrait être atteinte, voire légèrement dépassée, en accordant le filtre passe-bande pour la valeur maximale du courant collecteur à une puissance de sortie fixée. En fait, cela ne se produit qu'en fonctionnement continu et à une température ambiante de 60 °C.

En résumé, ce circuit de protection est capable de protéger un émetteur en l'absence d'une charge résistive (ou équivalente) et, dans la plupart des cas, lorsqu'une impédance complexe est présente à la sortie ; le système fonctionne également en cas de coupure brusque de la charge. Du fait de la réaction interne dans les transistors à une certaine valeur de l'*impédance* de charge, le courant collecteur de l'étage final augmente, bien que la puissance utile de sortie diminue ; dans ce cas, on ne peut pas suggérer de diminuer le seuil de fonctionnement du système de protection, car même de faibles réflexions auraient pour résultat une diminution de la puissance de sortie.

Si l'on ne prévoit pas, ou n'utilise pas, de circuit de protection, le point **m** (retour des circuits de Q_1) doit être relié directement à la masse.

Les caractéristiques des composants sont les suivantes :

C_1, C_2, C_7, C_9, C_{20}, C_{23} = 25 pF ajustables à air ;

C_3, C_4, C_5, C_6, C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{16}, C_{17}, C_{18}, C_{19}, C_{22}, C_{25} = 100 pF céramique ;

C_8 = 22 pF céram. ;

C_{14}, C_{15} = 120 pF céram. ;
C_{21} = 2,2 pF céram. ;
C_{24} = 33 pF céram. ;
C_{26} = 10 nF céram. ;
R_1 = 15 Ω potentiomètre bobiné ;
R_2 = 10 Ω 1 W ;
R_3 = R_4 = 5 Ω potentiomètre bobiné ;
R_5 = R_6 = 5 Ω 1 W ;
R_7 = 8,2 kΩ 1 W ;
R_8 = 330 Ω 0,5 W ;
R_9 = 470 Ω 0,5 W.

L_1 = fil rectiligne ; cuivre de 10/10 de mm ; longueur 45 mm ;

L_2, L_3, L_7, L_8, L_9, L_{10} = bobines d'arrêt ferrite, type VK 200 10/3B ;

L_4, L_{11}, L_{12} = bobines d'arrêt ; 30 tours de fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm, sur mandrin de 5 mm de diamètre ;

L_5, L_6 = 1 tour, fil de cuivre de 10/10 de mm, sur air, diamètre intérieur 7 mm ;

L_{13} = 3 tours, fil de cuivre argenté de 16/10 de mm, sur air, diamètre intérieur 10 mm ;

L_{14} = 2 tours, fil de cuivre argenté de 16/10 de mm, sur air, diamètre intérieur 10 mm ;

L_{15} = fil rectiligne de cuivre argenté de 16/10 de mm ; longueur 30 mm ;

L_{16} = fil rectiligne de cuivre émaillé de 10/10 de mm, longueur 20 mm, parallèle à L_{15}, à une distance de 2 mm.

•

V. — 50 W V.H.F. à 200 MHz

Cette puissance peut être obtenue avec la série des transistors à haute performance du type BLY 90 de la R.T.C. Conçus et réalisés selon une nouvelle technologie dite « à émetteur-grille », ces transistors peuvent en effet délivrer jusqu'à 50 watts HF à 200 MHz.

Le type BLY 90 est prévu pour une alimentation de 12 à 14 V ; le transistor correspondant en puissance, mais pour une alimentation sous 24 à 28 V, est le type BLY 94 (Extraits de la documentation R.T.C.).

« Tirer » le maximum de puissance d'un transistor est relativement simple à condition de rester maître des dimensions du cristal. Cela n'est pas toujours le cas, et particulièrement lorsque la fréquence de travail devient élevée. Dans ce cas, le problème consiste à utiliser au mieux le maximum de surface — déjà bien petite — du cristal.

On sait par expérience que les performances d'un transistor à forte densité de courant dépendent essentiellement de la longueur du périmètre de l'émetteur. Pour augmenter ce périmètre, on imagina d'abord de placer un grand nombre d'émetteurs sur la base. Cela revenait, en fait, à créer dans un même boîtier, l'équivalent d'un nombre important de transistors en parallèle. Cette technique se heurta à quelques inconvénients dont le principal fut une mauvaise répartition du courant à travers le matériau de base (haute résistivité).

Pour tourner cette difficulté, les laboratoires de la R.T.C. imaginèrent, non plus de multiplier les émetteurs, mais les « contacts de base ». L'émetteur devient une plaque percée d'un grand nombre de fenêtres à l'intérieur desquelles apparaît le matériau de la base. Toutes ces bases sont reliées entre elles par des contacts pris sur le centre de chacune. On conçoit donc que le parcours du courant à travers la base (zone de haute résistivité) a été réduit au minimum, puisqu'il y a toujours un contact de base à proximité d'un périmètre élémentaire (fenêtre) de l'émetteur. Les buts recherchés sont donc atteints : périmètre important de l'émetteur ; répartition homogène et de haute densité du courant à travers la base.

La figure XIV-28 représente le schéma d'un amplificateur V.H.F. utilisant un transistor Q du type BLY 90, c'est-à-dire alimenté à 13,5 V, et pour la fréquence de 175 MHz. Les caractéristiques des éléments sont les suivantes :

L_1 = 1 tour de fil de cuivre de 1 mm ; diamètre intérieur de 10 mm ; longueur des connexions : 2 x 10 mm ;

L_2 = L_5 = bobine d'arrêt sur ferroxcube ;

L_3 = 2 tours de fil de cuivre de 1 mm, espacés de 1 mm ; diamètre intérieur de 5 mm ; longueur des connexions : 2 × 15 mm ;

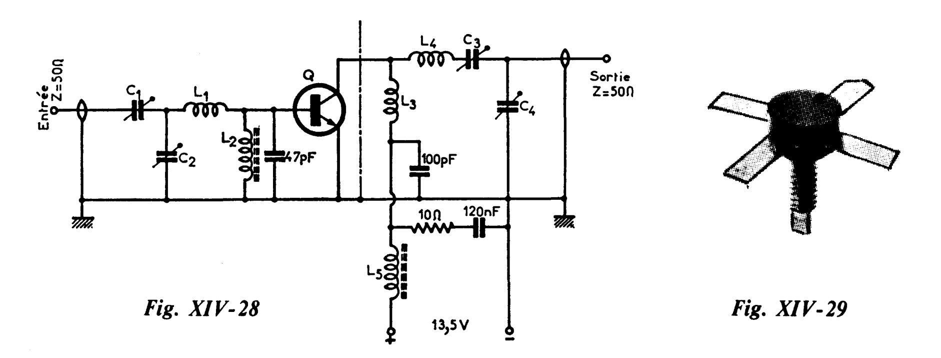


Fig. XIV-28

Fig. XIV-29

L_4 = 2 tours de fil de cuivre de 1,5 mm ; diamètre intérieur de 8,5 mm ; longueur des connexions : 2 × 20 mm ;

$C_1 = C_2 = C_3 = C_4$ = condensateur ajustable à air 3 à 30 pF.

A titre indicatif, à la fréquence indiquée et avec un transistor du type BLY 90, c'est-à-dire pour 50 W V.H.F., la puissance appliquée à l'entrée est de 9 W max., la puissance alimentation est de 68 W environ (13,5 V et 5,2 A) et le rendement est de l'ordre de 75 %.

Pour une puissance V.H.F. utile de 25 W en sortie, avec une puissance d'entrée de 4,2 W, des résultats semblables du point de vue rendement sont obtenus avec le type BLY 89 (alimentation 13,5 V) et avec le type BLY 93 (alimentation 28 V).

Tous ces transistors de puissance sont présentés en boîtiers dit « Tourelle » (fig. XIV-29).

Rappelons encore ici que le présent montage peut parfaitement s'adapter et être accordé dans la bande 144 MHz.

•

VI. — Emetteur 144 MHz 20 W

Le schéma complet de la partie haute fréquence de cet émetteur est représenté sur la figure XIV-30. L'alimentation s'effectue à partir d'un accumulateur de 12 V (consommation 2,5 A) ; rendement de 66 % (30 W alimentation pour 20 W-H.F.).

Le pilotage est assuré par un montage à quartz utilisant deux transistors à effet de champ Q_1 et Q_2 du type MPF 102 ; ces étages sont alimentés sous 4,7 V en tension stabilisée à l'aide d'une diode zener type BZY 96/C4V7.

Nous avons :

L_1 = 4 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm sur un mandrin de 6 mm de diamètre ; prise à 1,5 tour du côté « alimentation » ; accord sur 72 MHz.

L_2 = 2 tours de fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm sur un mandrin de 6 mm de diamètre ; accord sur 144 MHz ; couplage = 1 tour, même fil, côté « alimentation ».

Sur une impédance de 50 Ω, ce pilote délivre une excitation de l'ordre de 75 à 100 mW ; il doit être entièrement blindé, c'est-à-dire monté à l'intérieur d'un boîtier le séparant totalement du reste du montage.

Ensuite, nous avons la chaîne d'amplification de puissance (trois étages sur 144 MHz) comportant les transistors Q_3 (BLY 61), Q_4 (BLY 62) et Q_5 (BLY 63). Ces transistors ont été étudiés pour être utilisés ensemble ; ils assurent une bonne linéarité des caractéristiques, ainsi qu'une grande constance en puissance à très haute fréquence ; ils sont aussi très robustes et si la charge de sortie (antenne) vient à être — pour une raison quelconque — coupée ou court-circuitée les risques de détérioration sont peu élevés. Au point de vue des transistors, disons que l'on peut également utiliser les types suivants : pour Q_3 = 2N 3924 ; pour Q_4 = 2N 3926 ; pour Q_5 = 2N 3927.

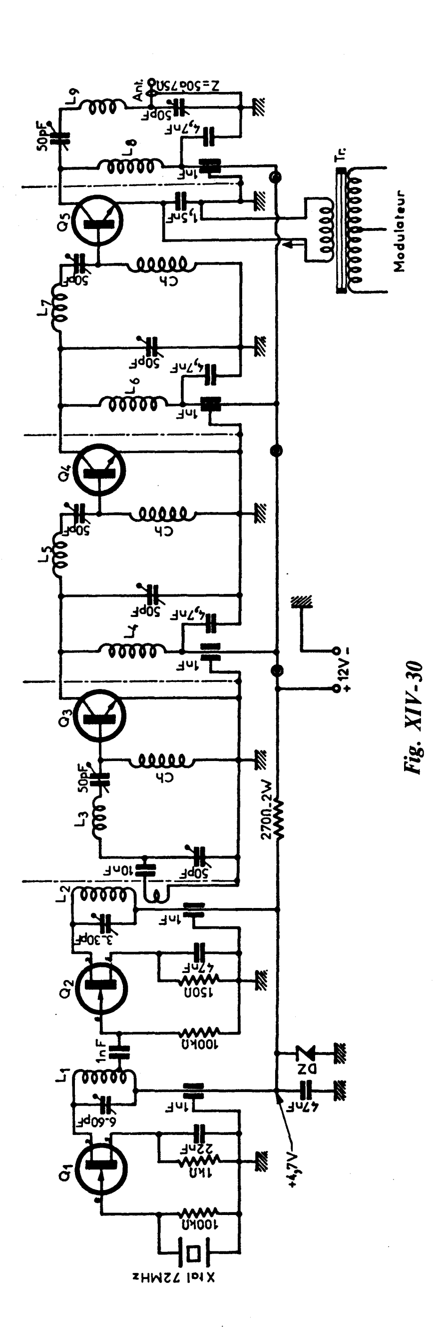


Fig. XIV-30

Les caractéristiques de fabrication des bobinages, sont les suivantes :

L_3 = 3 spires, fil de 12/10 de mm, cuivre argenté, sur air, diamètre intérieur de 8 mm ;

L_4 = 4 spires (comme ci-dessus) ;

$L_5 = L_3$;

$L_6 = L_4$;

L_7 = 2 spires ; fil de 15/10 de mm, cuivre argenté, sur air, diamètre intérieur de 10 mm ;

L_8 = 3 spires, fil de 15/10 de mm, cuivre argenté, sur air diamètre intérieur de 10 mm ;

L_9 = 3,5 spires, fil de 15/10 de mm, cuivre argenté, sur air, diamètre intérieur de 12 mm ;

Ch = bobine d'arrêt V.H.F. ou 50 tours de fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm.

Chaque étage est séparé du suivant par un blindage ; en outre, les bobines accordées sont montées perpendiculairement les unes par rapport aux autres.

Les condensateurs ajustables sont du type à air et doivent être de très bonne qualité : lames argentées avec interlame diélectrique de 1 mm.

Le taux d'harmoniques est inférieur à − 24 dB et la bande passante est de l'ordre de 3 MHz à ± 3 dB.

Lors de la mise au point de cette chaîne de puissance, il faut procéder aux réglages d'un étage avant d'alimenter le suivant, afin de ne le faire que lorsque l'excitation V.H.F. appliquée est suffisante ; sinon, il y a toujours un risque d'emballement thermique.

Les transistors Q_4 et Q_5 sont fixés sur le châssis au moyen de leurs propres vis et écrous, le châssis assurant ainsi la fonction de radiateur thermique.

Du point de vue modulation en amplitude, cette dernière peut être appliquée à l'étage final P.A.-H.F. (Q_5) par le système que l'on désire (I_E de Q_5 environ 2 A), avec ou sans modulation cumulative sur l'étage driver Q_4.

Sur notre schéma, cette modulation est appliquée sur l'étage final seulement, dans

le circuit émetteur du transistor Q_5, par l'intermédiaire du transformateur de modulation Tr. (impédance secondaire vue du primaire = 10 à 12 Ω). Un modulateur terminé par un push-pull de deux transistors AD 149 fonctionnant en classe B, d'une quinzaine de watts, convient parfaitement (consommation totale d'un tel modulateur sur 12 V : environ 3 A).

•

VII. — Amplificateur V.H.F. 1 W-45 W

Il s'agit d'un amplificateur V.H.F. de puissance à deux étages permettant d'obtenir une puissance de 45 watts à partir d'une puissance d'entrée de 1 watt maximum, pour des fréquences de 156 à 174 MHz (Extraits de la notice RNA-116 de la R.T.C.). Naturellement, par de très légères modifications des circuits accordés, cet amplificateur peut fort bien se concevoir pour la bande 144-146 MHz.

ces filtres en L sont reliés en parallèle et sont suivis d'un filtre en π, lequel atténue les composantes harmoniques et réalise l'adaptation à l'impédance de charge.

Les groupements $R_3 + C_{14}$ et $R_4 + C_{17}$ sont destinés à supprimer toute auto-oscillation possible sur des fréquences inférieures à la fréquence de réglage des circuits de sortie. Les condensateurs de 47 pF, type céramique, placés entre la base et l'émetteur de chaque transistor de sortie, constituent un parcours de faible réactance aux signaux harmoniques et améliorent le signal de base (augmentation du gain de 20 %).

La puissance de commande pour le fonc-

Fig. XIV-31

Le schéma de cet amplificateur est représenté sur la figure XIV-31. Le driver est équipé d'un BLY 88 (TR_1) ; l'étage de sortie comporte deux BLY 89 (TR_2 et TR_3) utilisés en parallèle. La tension d'alimentation est de 13,8 V (+ V_B). Le montage n'est pas sujet aux oscillations parasites tant que l'on ne dépasse pas un rapport d'ondes stationnaires de 3 pour la charge ; la suppression des harmoniques se fait à plus de 85 dB. Les impédances d'entrée et de sortie sont de l'ordre de 52 Ω. Le rendement est d'environ 60 %.

Le circuit accordé de sortie comporte deux filtres en L, un sur chaque collecteur ;

tionnement d'une paire de BLY 89 est de 12,4 W ; elle est fournie par un seul BLY 88 de 15 W. Comme il faut noter qu'un transistor en émetteur commun peut parfois être instable, pour éviter toute oscillation perturbatrice, on a utilisé le même système de découplage que pour les BLY 89 de sortie.

La puissance d'entrée nécessaire au driver est de 610 mW à 156 MHz, ou de 1 W à 174 MHz, pour une puissance de sortie finale de 45 W.

Pour une tension d'alimentation (+ V_B) de 13,8 V, l'intensité totale des collecteurs des transistors de sortie est de 4,9 A.

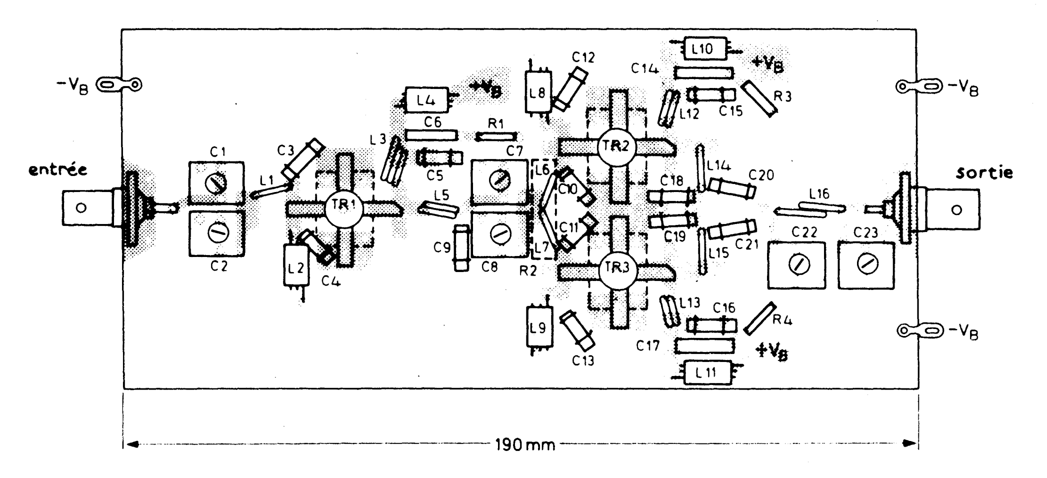


Fig. XIV-32

Les composants sont montés sur un circuit imprimé constitué d'une plaque de verre *epoxy* double face de 1,6 mm d'épaisseur (voir fig. XIV-32).

Sur la couche supérieure se trouvent des bornes isolées pour le montage des composants et les interconnexions ; la couche inférieure est isolée de la partie supérieure et sert de plan de masse.

Les connexions entre les pièces supérieures et le plan de masse sont faites par des rivets tubulaires de 2 mm soudés aux conducteurs imprimés pour assurer un contact correct entre les composants et le plan de masse, lui-même alimenté par des trous pratiqués dans la plaque.

Le circuit est placé sur un radiateur d'aluminium type 56231 (R.T.C.) et les transistors sont vissés dans ce radiateur.

Naturellement, tout autre mode de réalisation pratique peut être envisagé, pourvu que toutes les connexions restent courtes et directes.

Liste des composants

Résistances

$R_1 = R_3 = R_4 = 10\,\Omega$ carbone ± 5 %.

$R_2 = 18\,\Omega$ carbone ± 5 %.

Condensateurs

$C_1 = C_7 = C_8 =$ 4-44 pF ajustable.

$C_2 = C_{23} =$ 4-64 pF ajustable.

$C_3 = C_4 = C_{10} = C_{11} = C_{12} = C_{13} =$ 47 pF céramique.

$C_5 = C_{15} = C_{16} = C_{20} = C_{21} =$ 100 pF céramique.

$C_6 = C_{14} = C_{17} =$ 120 nF polyester.

$C_9 =$ 22 pF céramique.

$C_{18} = C_{19} =$ 27 pF céramique.
$C_{22} =$ 2-22 pF ajustable.

Inductances

Fil de cuivre argenté de 15/10 de mm ; bobinage sur air ; diamètre intérieur de 6 mm :

$L_1 =$ 0,5 tour.
$L_3 =$ 2,5 tours.
$L_5 =$ 1,5 tour.
$L_6 = L_7 =$ 0,3 tour.
$L_{12} = L_{13} =$ 1,5 tour.
$L_{14} = L_{15} =$ 0,5 tour.
$L_{16} =$ 1,5 tour.

$L_2 = L_4 = L_8 = L_9 = L_{10} = L_{11} =$ bobine d'arrêt sur ferroxcube type VK 200 ou similaire.

Lors de la première mise au point du montage (réglage des circuits), il est prudent d'opérer avec une tension d'alimentation réduite, ou alors de prévoir un système limiteur de l'intensité consommée.

VIII. — Emetteur V.H.F. 600/750 mW à modulation de phase

Un émetteur V.H.F. d'une puissance de 600 à 750 mW *à modulation de phase,* normalement prévu pour 165 MHz, mais qui peut aisément se modifier et se régler sur 144 MHz est décrit au chapitre XVI, § 2-III.

§ 6. — Transceivers 144 MHz

I. — Transceiver 144 MHz de faible puissance

On sait qu'un transceiver est un appareil qui groupe émetteur et récepteur en un même montage et dans un même coffret. C'est donc bien souvent un appareil essentiellement portatif ou mobile.

Naturellement, un transceiver peut se concevoir par assemblage dans le même boîtier d'un récepteur et d'un émetteur précédemment décrits. C'est une solution généralement facile vu le faible encombrement des composants modernes et des transistors.

L'émetteur-récepteur 144 MHz que nous allons décrire peut se réaliser d'une façon très compacte ; un prototype a été construit dans un boîtier de 18 × 15 × 8 cm. De ce fait, s'il peut s'utiliser en station fixe, il peut tout aussi bien s'employer en station portable ou mobile (sur véhicule).

Son alimentation s'effectue sous une tension de 12 V, soit à partir d'un accumulateur, soit à partir du secteur par l'intermédiaire d'un redresseur suivi d'un régulateur de tension.

L'émetteur est modulé en amplitude ; sa puissance H.F. en porteuse pure est de 1,5 à 2 W. Le récepteur est du type à double changement de fréquence et à très grande sensibilité.

Examinons tout d'abord le diagramme fonctionnel de l'ensemble représenté sur la figure XIV-33.

A l'entrée du récepteur, nous avons un étage amplificateur V.H.F. 144 - 146 MHz du type cascode suivi d'un étage convertisseur qui reçoit l'oscillation d'un étage à quartz sur 66,666 MHz avec doubleur sur

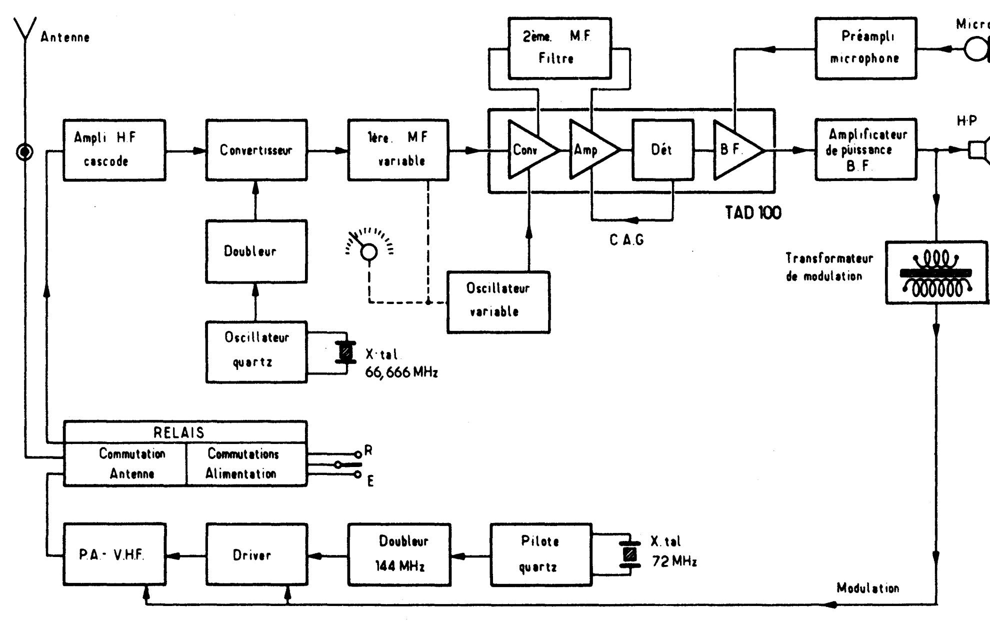


Fig. XIV-33

133,33 MHz. A la sortie de ce convertisseur, nous disposons donc d'une première « moyenne fréquence » variable entre 10,667 et 12,667 MHz. C'est par le réglage de l'accord de cet amplificateur à MF variable que l'on procède à la recherche et à la sélection de la station désirée.

Le réglage de cet amplificateur entraîne simultanément le réglage d'un oscillateur variable entre 10,212 et 12,212 MHz, dont le but est de déterminer dans le second convertisseur une deuxième moyenne fréquence fixe sur 455 kHz.

Ce second convertisseur, ainsi que l'amplificateur BF, sont inclus dans un circuit intégré type TAD 100.

Les circuits dits « 2° MF » sont constitués par un filtre hybride à céramique sur 455 kHz. Il est évident que si l'on dispose d'un filtre céramique sur 460 ou 470 kHz par exemple, il suffit de modifier très légèrement en conséquence les fréquences de l'oscillateur variable afin d'obtenir la fréquence de conversion requise.

Suite à la sortie BF du circuit intégré TAD 100, nous avons un amplificateur de puissance BF comportant deux transistors complémentaires AC 187 et AC 188, étage de puissance chargé par un haut-parleur de 8 Ω (diamètre 12 cm) et par un transformateur de modulation. En fait, cet étage de puissance BF est utilisé également comme modulateur en émission, et c'est la raison pour laquelle la sortie du préamplificateur microphonique attaque aussi la section BF du circuit intégré TAD 100.

L'émetteur est constitué d'un étage pilote à quartz, suivi d'un doubleur de fréquence, puis d'un étage driver ; enfin, nous avons l'étage final PA - HF de puissance. La modulation est appliquée simultanément sur les étages driver et PA. La fréquence du quartz du pilote doit donc être égale à la moitié de la fréquence d'émission souhaitée ; ainsi, pour une émission sur 144,6 MHz, on choisit un quartz de 72,3 MHz.

Nos idées étant maintenant fixées sur la conception de l'ensemble, nous allons pouvoir examiner dans le détail chaque circuit et nous commencerons par le récepteur.

Circuits de réception

Dans les schémas qui suivent, les connexions portant les mêmes lettres-repères sont à relier ensemble.

Les circuits de réception font l'objet des figures XIV-34 et 35. Les caractéristiques des composants sont groupées à la fin de cette étude.

L'étage amplificateur V.H.F. d'entrée 144-146 MHz (circuits accordés L_1, L_3 et L_4) est un montage cascode comportant les transistors Q_1 et Q_2 ; ces derniers ne sont pas alimentés en série, comme cela se fait souvent dans un tel montage, du fait de la tension d'alimentation utilisée ici (9,1 V). L'enroulement L_2 est la bobine de neutrodynage et son réglage n'est pas très critique. Le circuit-bouchon (L_t + C_1) forme une trappe accordée sur 11,5 MHz environ ; elle est destinée à éviter que les signaux de cette bande de fréquence n'attaquent directement les circuits des étages dits « première MF variable ». Enfin, les diodes D_1 et D_2 montées en tête-bêche protègent le transistor Q_1 lorsque le transceiver fonctionne en émission.

Le transistor Q_3 fonctionne en convertisseur avec injection du signal oscillateur sur sa source. L'oscillation est générée par le transistor Q_7 (oscillateur overtone avec quartz de 66,666 MHz).

Comme on le voit sur le schéma, les transistors Q_1, Q_2, Q_3 et Q_4 sont du type à effet de champ, canal N.

Le système de réception à double changement de fréquence permet d'obtenir une bonne réjection de la fréquence-image et d'éviter les signaux indésirables.

A la sortie du premier convertisseur Q_3, nous disposons d'une première moyenne fréquence variable entre 10,667 et 12,667 MHz, réglable par CV_1 et CV_2, et mise en évidence par les circuits accordés L_7 et L_8. C'est le réglage de ces circuits qui permet la sélection de la station à recevoir. Simultanément, une troisième case CV_3 du condensateur variable jumelé fait varier la fréquence de l'oscillateur Q_5 entre 10,212 et 12,212 MHz, donnant par battement dans le second convertisseur une moyenne fréquence constante de 455 kHz.

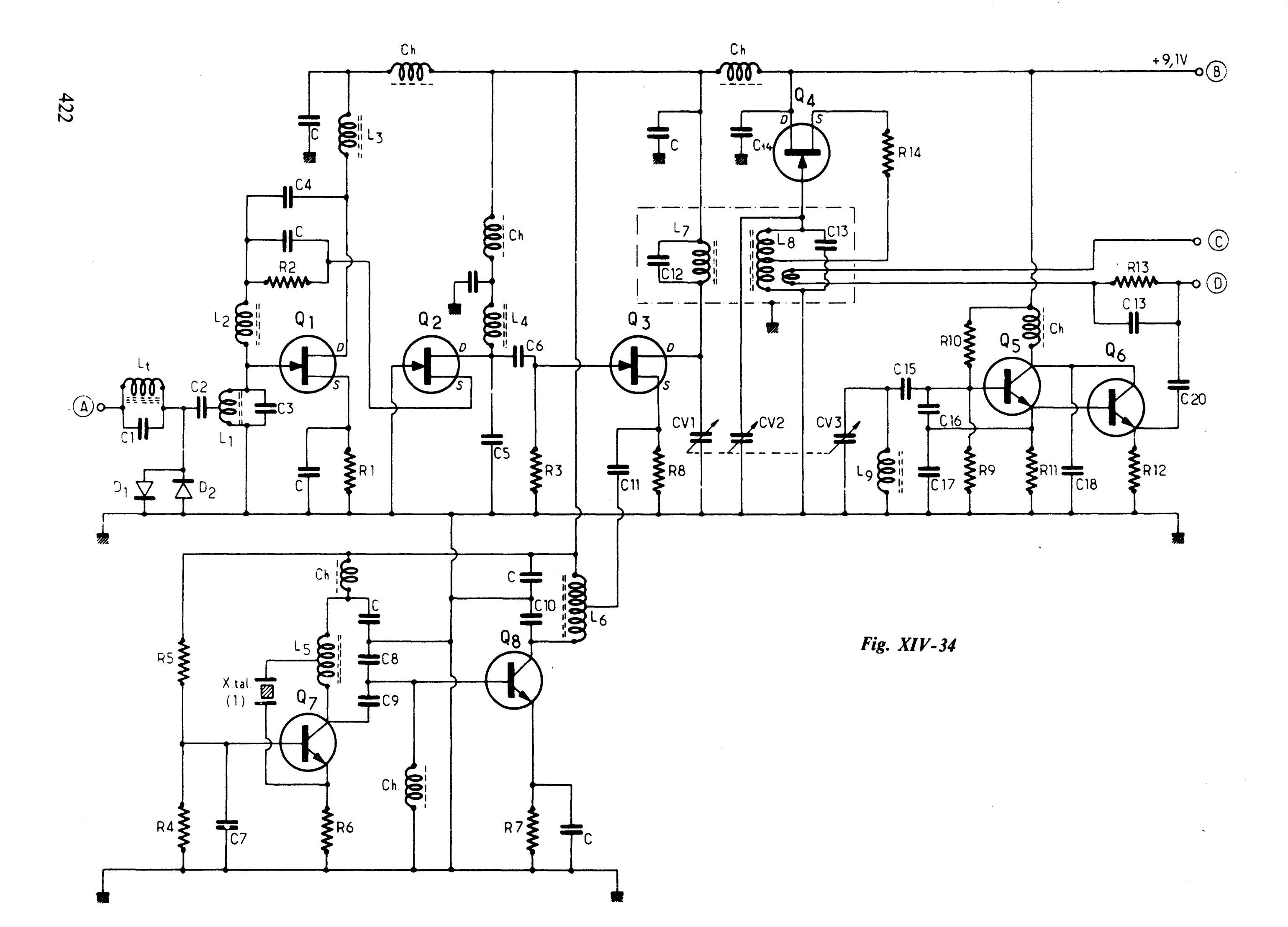

Ch
Ch
+9,1V
B
Q4
D
S
C
C
L3
C14
R14
C4
C
Ch
L7
L8
C13
C
R2
C12
C
D
L2
Q1
Q2
L4
Q3
R13
D
C13
Ch
R10
Q5
Q6
D
D
C6
D
Lt
S
S
S
C15
C2
A
C3
C20
C1
L1
C16
CV1
CV2
CV3
C5
C11
C
R1
R3
R8
L9
R9
R11
R12
D1
D2
C17
C18
Ch
C
C
C10
L6
L5
C8
Q8
R5
X tal
(1)
Q7
C9
Ch
R4
C7
R6
R7
C

Fig. XIV-34

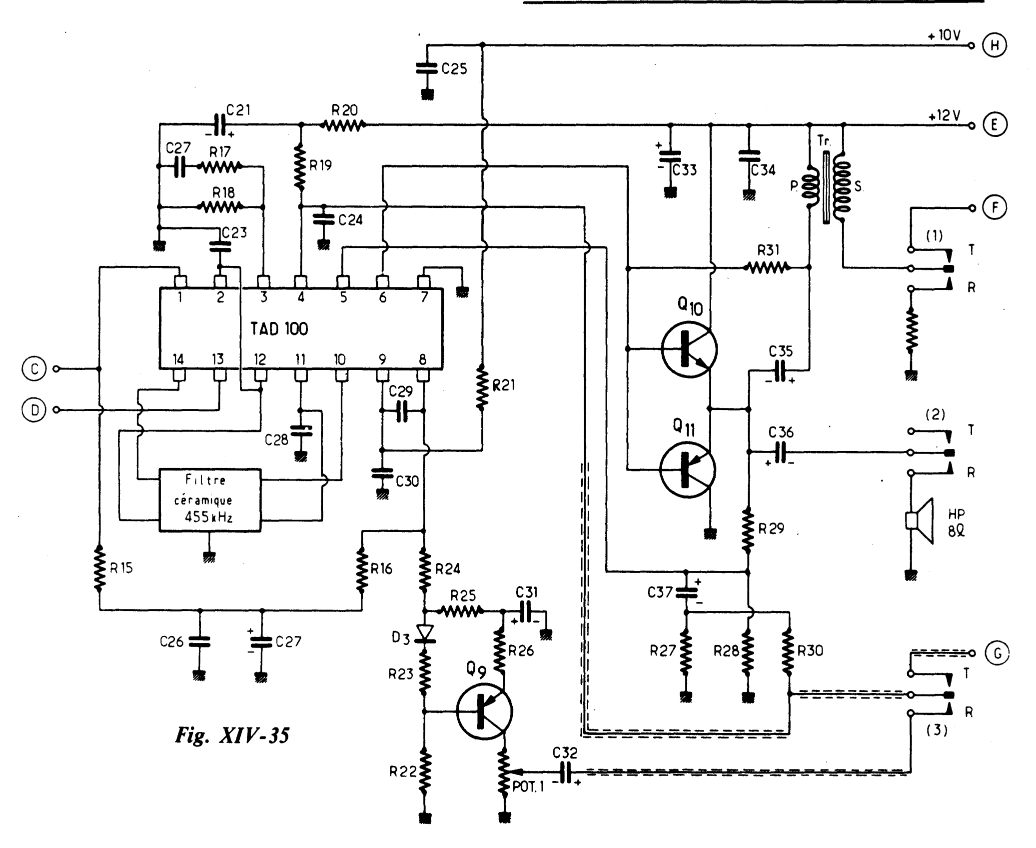


Fig. XIV-35

Mais revenons au boîtier groupant L_7 et L_8. Ces deux enroulements sont disposés parallèlement, l'un à côté de l'autre, à une distance de 18 mm d'axe en axe. Une augmentation de la sélectivité de cette « première MF » est obtenue en faisant fonctionner le transistor Q_4 en amplificateur « Q-multiplier » à réglage fixe de réaction. L'augmentation de la sélectivité, c'est-à-dire du coefficient de surtension, est inversement proportionnelle à la valeur de la résistance R_{14} (valeur moyenne = 6,8 kΩ) ; le cas échéant, on agira donc sur la valeur de cette résistance afin d'obtenir le maximum de sélectivité et de surtension, sans toutefois atteindre l'accrochage, et ce, pour toute l'exploration de la bande par la manœuvre des condensateurs variables.

La stabilité en fréquence de la réception dépend essentiellement du second oscillateur, ou oscillateur variable, comportant les transistors Q_5 et Q_6. Il s'agit d'un oscillateur du type Seiler avec étage tampon par le transistor Q_6. Pour obtenir la stabilité en fréquence souhaitée, cet oscillateur sera donc réalisé avec le plus grand soin.

L'étage « second convertisseur » se situe dans le circuit intégré TAD 100 faisant suite (voir fig. XIV-35). Les signaux sont appliqués sur les broches 1 et 13 de ce circuit intégré (connexions C et D, avec application de l'oscillation sur la connexion D).

Le circuit intégré TAD 100 comporte donc les étages « second convertisseur », amplificateur 2° MF, détecteur et préamplificateur BF.

A la sortie de l'étage convertisseur (broche 14 du circuit intégré), nous avons un filtre hybride à trois circuits et résonateur

céramique 455 kHz — (Valvo, Philips, Mullard, etc) — dispositif assurant une bonne sélectivité au récepteur (fig. XIV-36). Naturellement, si l'on ne peut pas se procurer un filtre sur 455 kHz (il en existe sur 458, 460, 470 kHz, etc.), il suffit de modifier légèrement en conséquence le réglage de l'oscillateur variable précédent (bobine L_9).

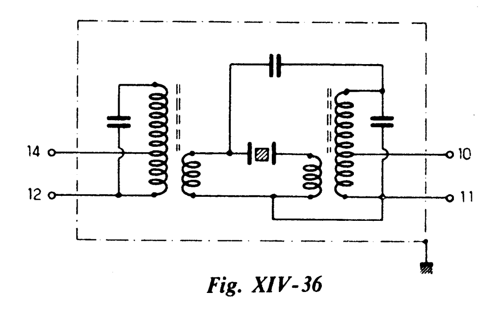


Fig. XIV-36

En sortie de filtre, le signal MF est réappliqué au circuit intégré (broche 10 et 11) pour amplification et détection. Sur la broche 8, nous disposons du signal BF et d'une composante positive de C.A.G. qui, après filtrage, est appliquée à la broche 1 (connexion C). Le transistor Q_9 est utilisé comme limiteur automatique d'impulsions parasites. Le potentiomètre permet de régler le volume sonore en réception.

Les commutations pour le passage de réception (R) à transmission (T) sont effectuées par un seul relais 12 V à cinq contacts inverseurs. Pour la clarté des schémas, nous avons représenté ces contacts inverseurs à l'endroit où sont faites les commutations ; c'est le cas des inversions (1), (2) et (3) sur la figure XIV-35. Mais comme nous l'avons dit, il s'agit d'un unique relais. En position « réception » (R), le relais n'est pas excité.

En réception, le signal BF est appliqué à la broche 4 du circuit intégré (inversion 3) ; en émission, cette broche reçoit le signal BF préamplifié issu du microphone (connexion G). En effet, la section BF du récepteur est également utilisée en modulateur pour l'émission ; elle est donc par ailleurs alimentée en permanence.

Après une préamplification par le circuit intégré, les signaux BF sortent par la broche 6 et sont appliqués sur une paire de transistors complémentaires de puissance Q_{10} et Q_{11}. Au point de vue courant continu, il *importe* que le point commun des émetteurs de Q_{10} et Q_{11} soit à un potentiel égal à la *moitié* de la tension d'alimentation. Pour satisfaire à cette condition, le cas échéant, on agira sur les valeurs des résistances R_{19}, R_{20}, R_{27} et R_{30}.

La puissance de sortie BF maximale est de l'ordre de 3 W. Les signaux BF sont appliqués en permanence sur le primaire du transformateur de modulation Tr destiné à l'émetteur (ligne F) ; en réception le secondaire est fermé sur une résistance R_{32} (inversion 1). D'autre part, en réception, la commutation 2 du relais connecte le haut-parleur d'impédance 8 Ω.

Circuits d'émission

La section haute fréquence de l'émetteur est représentée sur la figure XIV-37 ; nous nous souvenons que la section modulatrice est la partie BF du récepteur commutée en conséquence. La section HF comporte quatre étages en partant d'un oscillateur (transistor Q_{12}) à quartz overtone ($Xtal_2$) ; on choisit un quartz dont la fréquence est égale à la moitié de la fréquence d'émission désirée.

En position réception, si l'on appuie sur le bouton-poussoir BP, on met en service seul l'oscillateur pilote de l'émetteur, et l'on peut donc recevoir cette oscillation. Cette disposition peut servir à vérifier l'étalonnage du cadran du récepteur, ou à repérer rapidement sa propre fréquence d'émission en vérifiant que cette fréquence n'est pas déjà occupée par un autre trafic.

Le second étage (Q_{13}) fonctionne en doubleur de fréquence. Puis, nous avons un étage driver (Q_{14}) attaquant l'étage final de puissance (Q_{15}). La modulation est appliquée simultanément sur ces deux derniers étages. La commutation (4) du relais effectue l'inversion de l'antenne.

Le noyau de la bobine L_{10} se règle pour l'obtention d'une bonne oscillation du quartz (72 MHz). Les circuits accordés faisant suite sont tous réglés sur 144 MHz (exactement deux fois la fréquence du

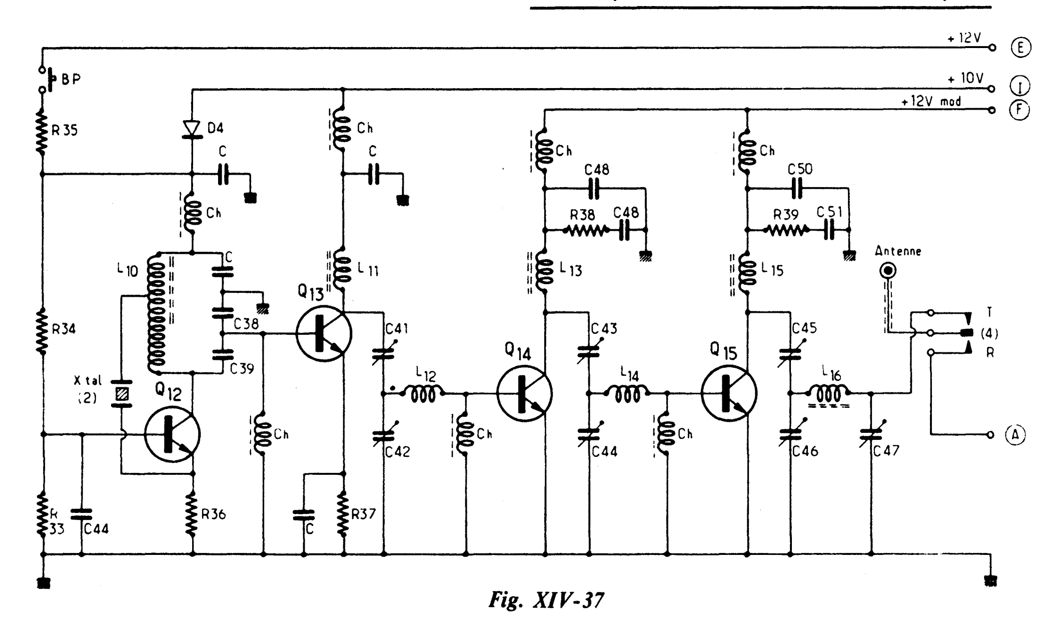


Fig. XIV-37

quartz) ; pour cela, et sur chaque circuit, nous disposons du noyau de la bobine et de deux condensateurs ajustables à air. Les accords de ces circuits peuvent être dégrossis au « dip-mètre » ; ensuite, il convient d'agir simultanément sur le réglage des condensateurs ajustables en série (par exemple $C_{41} + C_{42}$) pour maintenir l'accord tout en effectuant le transfert maximum d'énergie pour l'excitation HF de l'étage faisant suite.

Il en est de même pour l'étage final où l'on dispose en outre d'un circuit en π ($L_{16} + C_{46} + C_{47}$) adaptateur d'impédance d'antenne. Le circuit final se règle avec l'antenne connectée et l'on doit s'aider d'un mesureur de champ placé à quelque distance. Pour la vie du transistor Q_{15}, il est d'ailleurs déconseillé de passer en position « émission » lorsque l'antenne n'est pas connectée.

Une excellente linéarité de modulation, pour un taux de 90 %, est obtenue à condition que tous les circuits soient parfaitement accordés et qu'une excitation généreuse soit transmise d'étage en étage.

Si l'on utilise ce transceiver en poste fixe, toute antenne 144 MHz, 75 Ω peut être employée. En utilisation mobile, nous conseillons l'emploi d'une antenne Halo, ou même d'une simple antenne fouet du type 1/4 d'onde ou 5/8 d'onde (voir chapitre XIII, § 6-E).

Préamplificateur microphonique

Son schéma est représenté sur la figure XIV-38. Le microphone est du type dynamique d'impédance 200 Ω.

Le potentiomètre $Pot._2$ permet l'ajustage de la profondeur de modulation.

Il n'y a que peu de choses à dire sur ce circuit, si ce n'est que de grandes précautions sont à prendre pour éviter les accrochages provoqués par le rayonnement HF voisin. C'est la raison pour laquelle cet ensemble doit être câblé séparément, à l'intérieur d'un petit boîtier en laiton relié à la masse, avec des condensateurs de traversée (C_{52}, C_{53}, C_{54}) pour les connexions extérieures. Le rôle de la bobine d'arrêt Ch intercalée dans le collecteur de Q_{17} est particulièrement important ; en cas d'accrochage, il suffit d'augmenter le nombre de tours de cette bobine.

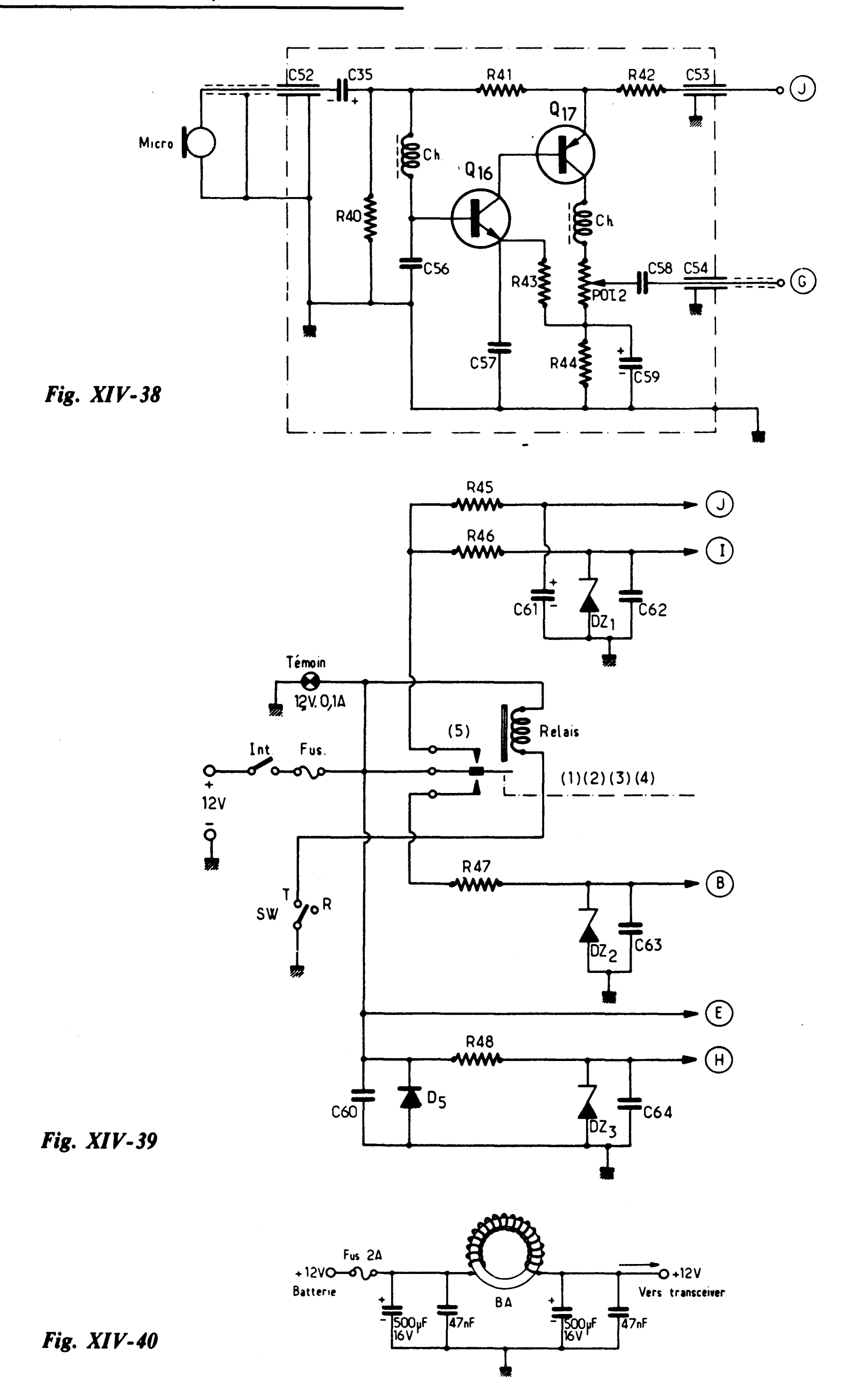


Fig. XIV-38

Fig. XIV-39

Fig. XIV-40

Commutations

Comme nous l'avons dit, les commutations pour le passage de réception (R) à transmission (T) sont effectuées par un seul et unique relais type 12 V, six contacts-inverseurs (cinq inverseurs utilisés), excitation 2 W. Ces inversions (de 1 à 4) ont été représentées sur les schémas, à côté des circuits où elles sont effectuées. Il nous reste à voir la commutation des alimentations (inversion 5) que nous indiquons sur la figure XIV-39, ainsi que le relais proprement dit et sa commande.

La diode D_5 est une diode de protection ; en cas d'erreur de polarité dans le branchement de l'alimentation, elle conduit et le fusible fond immédiatement.

La commande « émission-réception » s'effectue en appliquant le courant sur la bobine d'excitation du relais par l'intermédiaire d'un interrupteur SW (relais au repos = réception ; relais excité = émission). Cet interrupteur SW peut être un interrupteur à bascule ordinaire, ou un bouton-poussoir, ou une « pédale » incorporée au microphone (poignée à pression).

Alimentation

L'alimentation du transceiver peut s'effectuer, soit à partir d'un accumulateur de 12 V, soit à partir du secteur. S'il s'agit d'un accumulateur fixe, il n'y a aucune remarque à formuler. Par contre, s'il s'agit de l'accumulateur d'un véhicule, il est toujours recommandé d'intercaler un filtre de déparasitage sur le fil + 12 V ; ce filtre est représenté sur la figure XIV-40.

La bobine d'arrêt B.A. comporte 10 à 15 tours de fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm enroulés sur une *bague* ou un *tore* en ferrite, comme cela est montré sur le dessin (non critique). A ce propos, signalons que les bobines d'arrêt *Ch* utilisées précédemment sont enroulées de la même façon ; mais on utilise simplement une *perle* de ferrite, du fil plus petit, et il n'y a que trois spires (voir liste des composants).

Dans le cas de l'utilisation du transceiver en poste fixe, avec alimentation sur secteur, on devra réaliser le montage redresseur stabilisé de la figure XIV-41. Les caractéristiques des éléments sont indiquées directement sur le schéma. Ajoutons que PR est un pont redresseur type B4Y2/140M (RTC) et que la diode zener DZ est du type 6,2 V (par exemple : BZY 96/C6V2 - RTC). Le potentiomètre s'ajuste une fois pour toutes pour l'obtention de la tension de sortie requise, c'est-à-dire 12 V.

La régulation de tension est effectuée par les transistors Q_{18}, Q_{19} et Q_{20}. Le transistor Q_{21} et sa résistance base-émetteur de 0,3 à 0,5 Ω assurent la protection du point de vue surcharge en intensité (court-circuit, par exemple) ; avec la valeur de 0,5 Ω, l'intensité maximale se trouve limitée à un ampère environ ; avec 0,3 Ω, la limite est de 1,5 A environ.

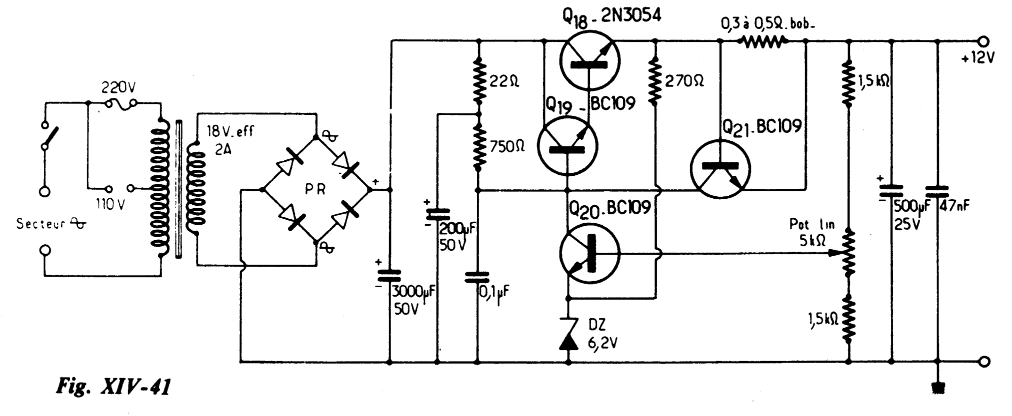


Fig. XIV-41

Il est intéressant de munir le transistor Q_{18} d'un petit refroidisseur en aluminium noirci. Si cette alimentation est réalisée sur un châssis métallique, on peut monter le transistor Q_{18} à plat sur ce châssis qui sert alors de radiateur (montage avec rondelles isolantes en mica intercalées). L'ensemble de cette alimentation secteur est installé à l'intérieur d'un boîtier métallique ajouré.

•

Caractéristiques des composants

Sur tous les schémas :

C = 2,2 nF céramique ;

Ch = bobine d'arrêt comportant trois tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm sur une perle de ferrite utilisée comme noyau toroïdal ; ou bobine d'arrêt du commerce type VK 200-10-3B (RTC).

Sauf mention spéciale, toutes capacités fixes de type céramique et toutes résistances type 0,5 W (tolérance 10 %).

FIGURE XIV-34

$Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4$ = 2N 3823, ou 2N 5245 ou BFW 11.

$Q_5 = Q_6 = Q_7 = Q_8$ = BF 183

$D_1 = D_2$ = BAY 38

$CV_1 + CV_2 + CV_3$ = trois cases de 58 pF jumelées (Aréna CTL57) avec démultiplicateur et cadran.

Xtal (1) = quartz 66,666 MHz overtone.

Bobinages : mandrins de 6 mm de diamètre avec noyau de ferrite réglable ; fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm (sauf indication spéciale).

L_t = 28 tours (fils de cuivre émaillé de 3/10 de mm) ; trappe accordée sur 11,5 MHz.

L_1 = 5 tours 1/2 ; prise à un tour de la masse ; accord sur 145 MHz.

L_2 = 12 tours (neutrodynage).

L_3 = 7 tours 1/2 ; accord sur 145 MHz.

L_4 = 6 tours ; accord sur 145 MHz.

L_5 = 5 tours 1/2 ; prise à un tour de l'extrémité alimentation ; accord vers 66 MHz pour oscillation du quartz.

L_6 = 3 tours 1/2 ; prise médiane ; accord sur 133 MHz (doublage).

L_7 = 28 tours (fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm) ; 10,667 à 12,667 MHz selon réglage (CV).

L_8 = comme L_7 avec prise médiane et enroulement de liaison comportant quatre tours bobinés par-dessus L_8 côté masse.

L_9 = 16 tours (fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm) ; 10,212 à 12,212 MHz selon réglage (CV).

Condensateurs

C_1 = 22 pF	C_{11} = 100 pF
C_2 = 470 pF	C_{12} = 22 pF
C_3 = 5,6 pF	C_{13} = 15 pF
C_4 = 470 pF	C_{14} = 10 nF
C_5 = 5,6 pF	C_{15} = 33 pF
C_6 = 10 pF	C_{16} = 470 pF
C_7 = 10 nF	C_{17} = 470 pF
C_8 = 100 pF	C_{18} = 10 nF
C_9 = 47 pF	C_{19} = 47 nF
C_{10} = 10 pF	C_{20} = 47 nF

Résistances

R_1 = 100 Ω	R_9 = 5,6 kΩ
R_2 = 100 Ω	R_{10} = 10 kΩ
R_3 = 10 kΩ	R_{11} = 2,2 kΩ
R_4 = 1,5 kΩ	R_{12} = 1 kΩ
R_5 = 5,6 kΩ	R_{13} = 22 kΩ
R_6 = 470 Ω	R_{14} = 6,8 kΩ environ (voir texte)
R_7 = 560 Ω	
R_8 = 3,3 kΩ	

FIGURE XIV-35

Q_9 = BCY 70
Q_{10} = AC 187
Q_{11} = AC 188
D_3 = AA 119
TAD 100 = circuit intégré (RTC)
Pot. 1 = 5 kΩ
HP = haut-parleur 8 Ω, diamètre 12 cm.
Tr = transformateur de modulation ; empilage de tôles en E et I ; section du noyau central 1 cm² ; fil de cuivre émaillé 2/10 de mm ; primaire = 150 tours ; secondaire = 370 tours.

Résistances

R_{15} = 8,2 kΩ	R_{17} = 150 Ω
R_{16} = 8,2 kΩ	R_{18} = 820 Ω

R_{19} = 27 kΩ
R_{20} = 39 kΩ
R_{21} = 220 Ω
R_{22} = 6,8 kΩ
R_{23} = 1,5 kΩ
R_{24} = 390 Ω
R_{25} = 6,8 kΩ
R_{26} = 820 Ω
R_{27} = 120 Ω
R_{28} = 6,8 kΩ
R_{29} = 18 kΩ
R_{30} = 12 kΩ
R_{31} = 560 Ω
R_{32} = 100 Ω (2 W)

Condensateurs

C_{21} = 10 μF/10 V
C_{22} = 47 nF
C_{23} = 0,1 μF
C_{24} = 4,7 nF
C_{25} = 22 nF
C_{26} = 10 nF
C_{27} = 10 μF/10 V
C_{28} = 0,47 μF
C_{29} = 47 nF
C_{30} = 47 nF
C_{31} = 3,3 μF/10 V
C_{32} = 10 μF/16 V
C_{33} = 500 μF/16 V
C_{34} = 22 nF
C_{35} = 500 μF/16 V
C_{36} = 500 μF/16 V
C_{37} = 10 μF/16 V

FIGURE XIV-37

Q_{12} = 2N 918
Q_{13} = BFY 90
Q_{14} = 2N 3553 ou BFW 47
Q_{15} = BLY 33 ou BLY 34
D_4 = 1N 914
Xtal (2) = quartz overtone (fréquence d'émission divisée par 2).

Bobinages : mandrins de 6 mm de diamètre à noyau de ferrite réglable ; fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm.
L_{10} = 6 tours ; prise à 2 tours côté alimentation ; accord sur 72 MHz pour oscillation du quartz.
L_{11} = 4 tours ; accord sur 144 MHz (doublage de fréquence).
L_{12} = 1 tour 1/2 sur air, diamètre intérieur de 5 mm.
L_{13} = L_{15} = L_{16} = comme L_{11}.
L_{14} = comme L_{12}.

Résistances

R_{33} = 1,8 kΩ
R_{34} = 5,6 kΩ
R_{35} = 8,2 kΩ
R_{36} = 470 Ω
R_{37} = 100 Ω
R_{38} = 15 Ω
R_{39} = 15 Ω

Condensateurs

C_{38} = 82 pF
C_{39} = 33 pF
C_{40} = 470 pF
C_{41} = C_{42} = C_{43} = C_{44} = C_{45} = ajustable à air 3-30 pF
C_{46} = C_{47} = ajustable à air 6-60 pF
C_{48} = 470 pF
C_{49} = 10 nF
C_{50} = 470 pF
C_{51} = 10 nF

FIGURE XIV-38

Micro = microphone dynamique type 200 Ω.
Q_{16} = BC 109 ; Q_{17} = BCY 70
Pot. 2 = 5 kΩ
R_{40} = R_{42} = R_{44} = 4,7 kΩ
R_{41} = 15 kΩ ; R_{43} = 1 kΩ
C_{52} = C_{53} = C_{54} = condensateur de traversée ; 47 pF ou davantage (L.C.C.).
C_{55} = 1 μF/16 V
C_{58} = 0,1 μF
C_{56} = C_{57} = 470 pF
C_{59} = 5 μF/6 V

FIGURE XIV-39

D_5 = diode de protection 1,5 à 2A ; genre BYX 45.
Rel. = relais 12 V ; 5 contacts inverseurs.
Int. = interrupteur général à bascule.
SW = interrupteur de commande « émission-réception », ou bouton-poussoir, ou pédale sur microphone (poignée à pression).
Fus. = fusible calibré sous verre 2 A.
DZ_1 = diode zener type BZY 95/C10
DZ_2 = diode zener type BZY 96/C9V1
DZ_3 = diode zener type BZY 95/C10
R_{45} = 1 kΩ
R_{46} = 27 Ω 1 W
R_{47} = 33 Ω 1 W
R_{48} = 27 Ω 1 W
C_{60} = 500 μF/16 V
C_{61} = 100 μF/16 V
C_{62} = 47 nF
C_{63} = 47 nF
C_{64} = 47 nF.

Construction

Ce transceiver n'étant pas un montage destiné aux *débutants* sur V.H.F., nous passerons sous silence les précautions à prendre aux fréquences élevées qui sont bien connues des professionnels ou des chevronnés (connexions courtes et directes ; chasse aux inductances et aux capacités parasites, etc.). Disons simplement que l'appareil a été câblé sur trois plaquettes distinctes : le

récepteur, l'émetteur, le préamplificateur microphonique. Pour réduire l'encombrement, la plupart des composants sont montés avec leur axe perpendiculaire à la plaquette.

Le relais des commutations est installé sur la plaquette du récepteur. Le haut-parleur est fixé sur le boîtier enfermant l'ensemble.

Ajoutons enfin que la question des *masses* est extrêmement importante si l'on ne veut pas aboutir à des accrochages impossibles à juguler. Tous les retours à la masse d'un même étage doivent aboutir en un seul et même point. Ces points sont reliés entre eux par un conducteur assez « large » (s'il s'agit d'un câblage imprimé) ou par un conducteur en cuivre de 1 mm de diamètre (s'il s'agit d'un câblage sur veroboard). Les masses des différentes plaquettes, ainsi que la masse du coffret, sont également reliées entre elles par un conducteur en cuivre de 2 mm de diamètre ou par des tresses.

•

II. — Transceiver 144 MHz 20 W

La figure XIV-42 représente le diagramme fonctionnel de ce transceiver.

En réception, nous avons un premier convertisseur « 144-146/28-30 MHz » à quartz suivi d'un second convertisseur « 28-30 MHz/455 kHz ». Ce dernier sort sur la fréquence constante de 455 kHz grâce à l'oscillateur V.F.O. (de 27,545 à 29,545 MHz). Viennent ensuite l'amplificateur M.F., l'étage de détection, l'amplificateur B.F. et le haut-parleur.

En émission, nous avons un pilote à quartz (38,818 MHz) suivi d'un tripleur de fréquence (116,455 MHz), puis d'un mélangeur sur « 116,455 + (27,545 à 29,545) MHz » par le V.F.O. ; la sortie s'effectue donc entre 144 et 146 MHz selon la fréquence du VFO, et la fréquence de réception est toujours égale à la fréquence d'émission (ou inversement). A la sortie du mélangeur, nous avons la suite des étages tampon, driver et final PA, ce dernier étant modulé en amplitude.

Ce schéma synoptique est parfaitement clair et se passe de plus amples commentaires ; d'ailleurs, nous aurons l'occasion de revenir en détail sur chaque circuit au cours de la description qui suit.

*
* *

Section Réception

Tout d'abord, disons que, comme à l'accoutumée, les connexions portant les mêmes chiffres repères sont à relier ensemble.

Le schéma du module convertisseur V.H.F. « 144-146/28-30 MHz » fait l'objet de la figure XIV-43 ; ce module comporte quatre transistors FET : Q_1, Q_2, Q_3 et Q_4 du type MPF 102 de Motorola.

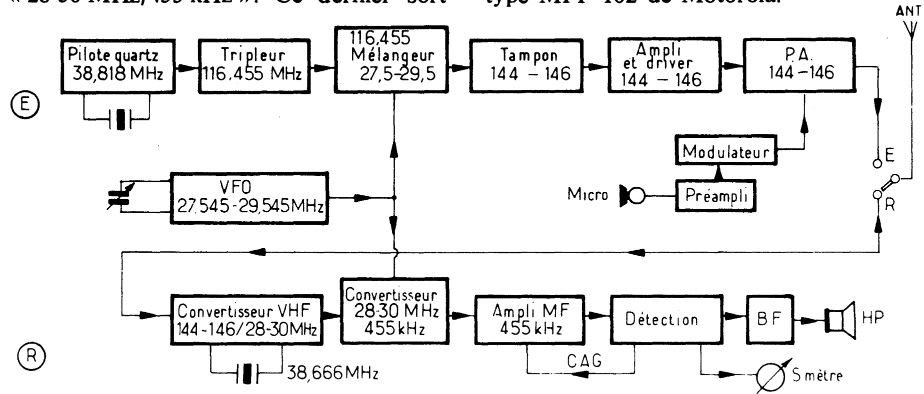


Fig. XIV-42

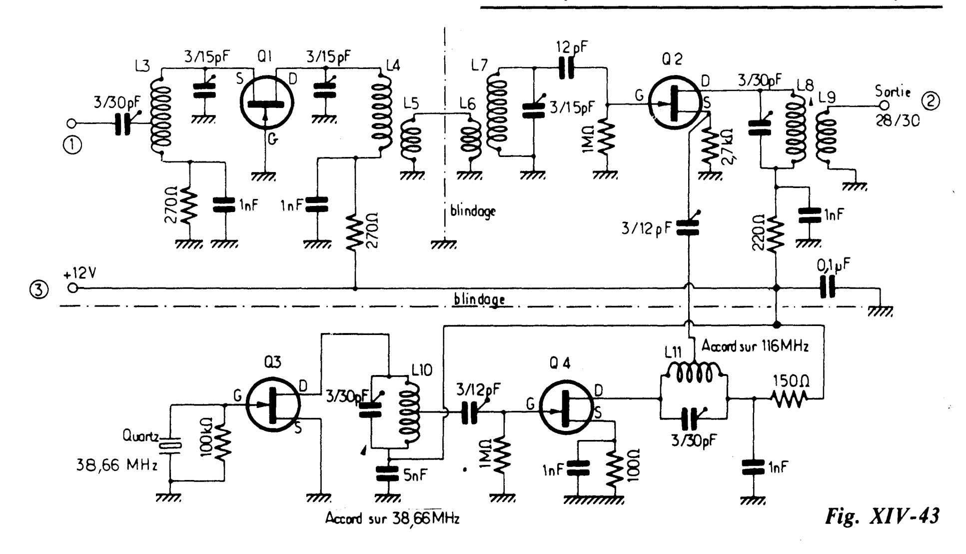


Fig. XIV-43

L'étage amplificateur d'entrée (Q_1) est monté avec porte à la masse ; il est suivi de l'étage convertisseur (Q_2) qui reçoit l'oscillation locale de 116 MHz sur sa source. Cette oscillation locale est générée par un étage oscillateur Q_3 avec quartz 38,666 MHz suivi d'un étage tripleur de fréquence Q_4 sur 116 MHz.

Les bobinages présentent les caractéristiques suivantes : fil de cuivre émaillé 8/10 mm ; enroulement sur air ; diamètre intérieur de la bobine = 6 mm.

L_3 = 6 tours ; prise au 1/3 côté « froid » ; accord au dip-mètre sur 145 MHz.

L_4 = 5 tours ; accord sur 144 MHz.

L_5 = L_6 = 2 tours couplés côté « froid ».

L_7 = identique à L_4 ; accord sur 146 MHz ; on obtient ainsi un gain sensiblement constant de 144 à 146 MHz.

L_8 = 18 tours, fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm, sur mandrin Lipa de 6 mm de diamètre à noyau de ferrite réglable ; accord sur 29 MHz.

L_9 = 6 tours ; fil de 6/10 de mm ; enroulement par-dessus L_8 côté froid.

L_{10} = 12 tours ; prise au 1/3 côté froid ; accord sur 38,666 MHz pour l'entrée en oscillation du quartz.

L_{11} = 5 tours ; prise au 1/3 côté froid ; accord sur 116 MHz.

A la sortie (ligne 2), nous disposons donc des signaux compris entre 28 et 30 MHz.

Nous avons alors ensuite un second convertisseur « 28-30 MHz/455 kHz » qui, lui, sort sur la fréquence constante de 455 kHz ; l'oscillation locale qui lui est nécessaire est fournie par le V.F.O. commun à l'émetteur et au récepteur, et dont le schéma sera examiné plus loin. Le schéma de ce second convertisseur est représenté sur la figure XIV-44 ; il comporte un transistor FET du type MPF 102 de Motorola (Q_5). L'oscillation réglable de 27,545 à 29,545 MHz en provenance du V.F.O.est appliquée sur sa source (ligne 14).

Le bobinage L_{13} accordé sur 29 MHz présente les mêmes caractéristiques que L_8 vu précédemment ; de même, la bobine de couplage L_{12} est identique à L_9. Le transformateur M.F. 455 kHz est du type miniature (modèle cube 10 × 10 × 10).

Le module amplificateur MF et détection (avec « S-mètre ») fait l'objet de la figure XIV-45. Après un second transformateur MF (2), nous avons un circuit intégré type MC 1590 G de Motorola suivi du dernier transformateur MF (3). Ce circuit

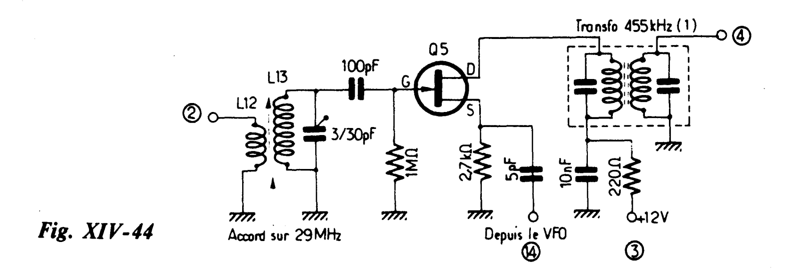


Fig. XIV-44

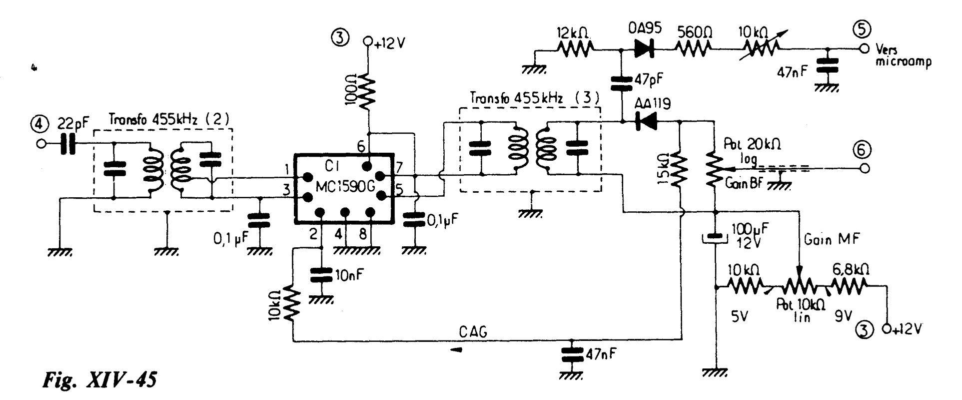


Fig. XIV-45

intégré procure un gain de 70 dB max. d'ailleurs réglable par application d'une tension de commande sur sa broche 2. Cette tension de commande doit varier entre + 5 et + 9 V par rapport à la masse ; elle est obtenue par un pont de résistances et un potentiomètre linéaire montés entre (+) et masse, et elle est donc réglable par la manœuvre de ce potentiomètre (gain MF).

La tension de commande de gain MF est appliquée à la broche 2 du circuit intégré, et pour cela traverse le potentiomètre de gain BF, une résistance de 15 kΩ et enfin une résistance de 10 kΩ. Partant de la tension présente sur le curseur du potentiomètre de gain MF et déterminant le gain choisi, la composante négative née de la détection (proportionnelle à l'amplitude du signal reçu) s'y soustrait et agit en commande *automatique* (C.A.G.).

La détection AM est effectuée par une diode AA 119. Une autre diode de type OA 95 assure le redressement des signaux destinés à la commande du « S-mètre » (ligne 5). Ce microampèremètre est par ailleurs commuté, car il est utilisé également sur l'émetteur pour le contrôle HF. Une résistance ajustable de 10 kΩ (réglée une fois pour toutes) permet d'obtenir une déviation convenable de l'aiguille du « S-mètre » selon le type de microampèremètre employé.

Un potentiomètre log. de 20 kΩ permet de doser le volume de l'audition. Les signaux BF (ligne 6) sont appliqués à l'amplificateur BF de puissance constitué simplement par un circuit intégré type MFC 9010 de Motorola (fig. XIV-46) ; on peut disposer ainsi d'une puissance utile de 2 W sur un haut-parleur de 8 Ω pour un signal d'entrée de 15 mV (ce qui est largement suffisant).

*

* *

Section Émission

Pour cette partie, reportons-nous tout d'abord à la figure XIV-47. Nous avons un étage oscillateur pilote quartz (Xtal de

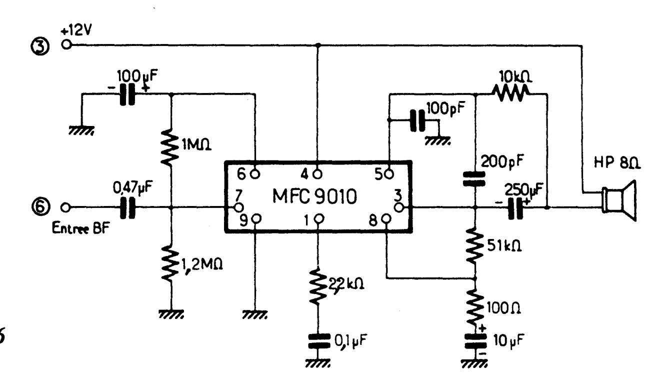


Fig. XIV-46

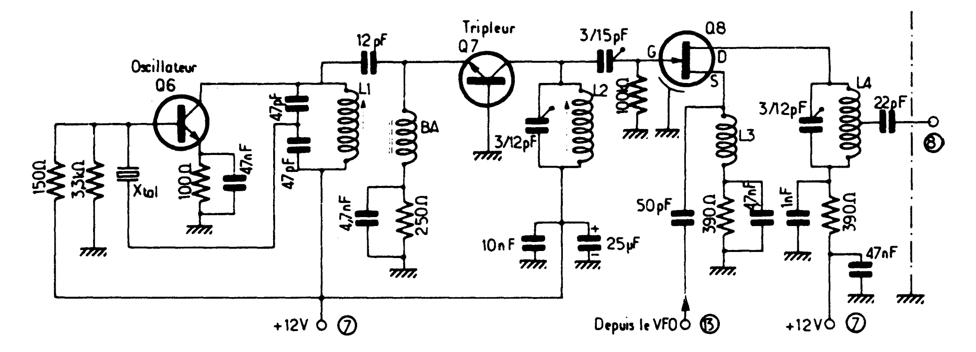


Fig. XIV-47

38,818 MHz) avec transistor Q_6 type 2N 2218 (R.T.C.) suivi d'un étage tripleur de fréquence avec transistor Q_7 (2N 2218 également). Ensuite, nous avons l'étage mélangeur avec transistor FET (Q_8) de type TIS 34 ou 2N 3823 ; sur sa source, ce transistor reçoit également l'oscillation en provenance du VFO commun au récepteur et à l'émetteur, montage qui sera examiné plus loin.

Nous avons :

L_1 = 7 tours de fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm sur mandrin Lipa de 6 mm de diamètre avec noyau de ferrite réglable ; écartement entre spires égal au diamètre du fil ; réglage vers 38,818 MHz pour l'obtention d'un démarrage franc de l'oscillation du quartz.

L_2 = 4 tours comme précédemment ; accord sur 116,4 MHz.

L_3 = 15 tours jointifs, fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm, sur mandrin Lipa sans noyau de 6 mm.

L_4 = 5 tours de fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm enroulés sur air et à spires espacées, diamètre intérieur de 6 mm ; prise à 2 tours du côté drain ; à accorder avec soin sur 145 MHz par le condensateur ajustable à air de 12 pF.

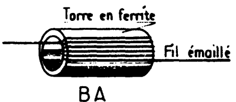


Fig. XIV-48

BA = bobine d'arrêt genre VK 200 (R.T.C.) ou 2 à 3 tours sur une perle, un tore, ou un petit tube de ferrite comme le montre la figure XIV-48 (fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm).

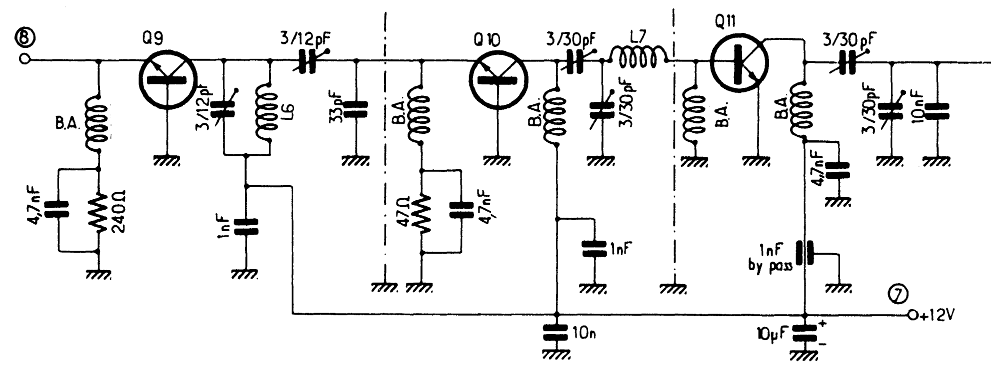


Fig. XIV-49

Les étages tampon, amplificateur, driver et PA font l'objet de la figure XIV-49. Ce sont quatre étages amplificateurs 144-146 MHz montés en cascade et en puissance croissante. Les deux premiers utilisent des transistors Q_9 et Q_{10} (2N 2218) montés en base commune. Entre chaque étage, nous disposons d'un condensateur ajustable permettant de doser l'excitation appliquée à l'étage suivant. L'étage driver comporte un transistor Q_{11} du type 40292 (de R.C.A.) délivrant environ 5 W.

Enfin, l'étage final PA est équipé d'un transistor Q_{12} du type BLY 89 A (R.T.C.) délivrant à son tour une puissance de l'ordre de 20 W ; c'est sur le collecteur de ce transistor qu'est appliquée la modulation (ligne 9). Ce transistor est présenté en boîtier SOT-56 à deux sorties d'émetteur ; chaque sortie doit être reliée à la masse.

Les transistors Q_{11} et Q_{12} doivent être munis l'un et l'autre d'un radiateur.

Les bobines d'arrêt BA sont constituées par 4 ou 5 tours sur un tore de ferrite comme nous l'avons vu précédemment. Les bobinages sont réalisés de la façon suivante :

L_6 = 3 tours de fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm sur air, diamètre intérieur 6 mm.

L_7 = 4 tours, comme ci-dessus.

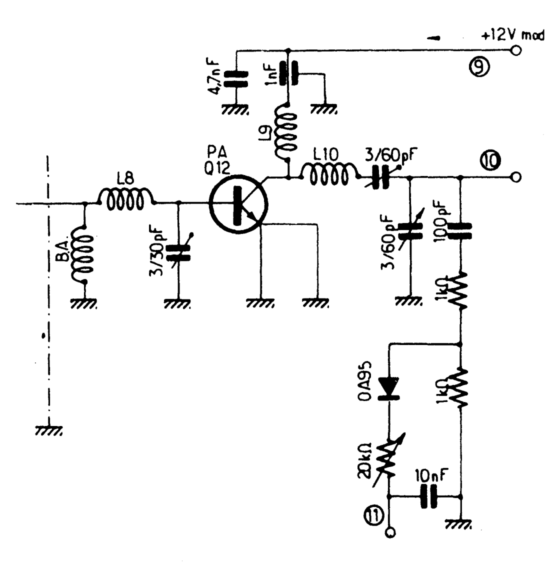
L_8 = 3 tours de fil de cuivre émaillé (ou argenté) de 16/10 de mm sur air ; diamètre intérieur 10 mm ; espacement entre spires égal au diamètre du fil.

Ces trois circuits sont ajustés une fois pour toutes par leurs condensateurs ajustables respectifs afin d'obtenir une excitation appliquée à l'étage PA sensiblement constante de 144 à 146 MHz.

L_9 = L_{10} = identiques à L_8.

Les deux condensateurs variables de 3 - 60 pF du circuit de sortie doivent avoir leurs commandes sorties (accessibles de l'extérieur du boîtier), cela afin de toujours pouvoir procéder à un parfait accord de ce circuit tout en déterminant une charge correcte pour l'étage et une bonne adaptation de l'antenne.

En dérivation sur la ligne 10 de sortie aboutissant à l'inverseur d'antenne, nous avons le circuit de mesure HF avec diode OA 95 ; la ligne 11 aboutit au microampèremètre de mesure (par l'intermédiaire d'un inverseur) et la résistance ajustable de 20 kΩ se règle une fois pour toutes selon le type de galvanomètre employé.



son transformateur élévateur d'impédance (50 kΩ).

Le transformateur de modulation présente une impédance primaire de 100 Ω et une impédance secondaire de 5 Ω. Les deux enroulements sont en fil de 10 à 12/10 de mm afin d'éviter une chute de tension excessive en courant continu. Le rapport abaisseur de transformation est donc de l'ordre de 4,5. Prévoir un entrefer de 0,5 mm dans le circuit magnétique ; connecter primaire et secondaire de telle sorte que les champs magnétiques créés par les courants continus se soustraient (et non pas qu'ils s'ajoutent).

Le circuit intégré et le transistor Q_{13} doivent évidemment être munis chacun d'un radiateur.

Un potentiomètre de 100 kΩ linéaire permet le réglage du gain du préamplificateur intégré ; une résistance ajustable de 1 kΩ permet l'ajustage de polarisation de base de Q_{13}. Pour l'un et l'autre de ces réglages, on devra rechercher le maximum de gain compatible avec le minimum de distorsions. Après quoi, le potentiomètre d'entrée de 1 MΩ log. (commande sortie à l'extérieur du coffret) permettra le réglage du niveau de modulation.

Modulateur

Le schéma de cette partie est représenté sur la figure XIV-50. Nous avons tout d'abord un préamplificateur-amplificateur intégré type SL 402 « Plessey » ; pour une tension d'entrée de 25 mV, il fournit une puissance utile de 2 W laquelle se trouve appliquée au transistor modulateur de sortie Q_{13} (type 2N 3055) qui délivre à son tour une dizaine de watts BF nécessaires à la modulation de l'étage PA.

Le microphone peut être du type piézoélectrique ou du type dynamique muni de

*
* *

V.F.O.

Cet oscillateur est donc commun à l'émetteur et au récepteur, et il détermine la même fréquence à l'émission qu'à la

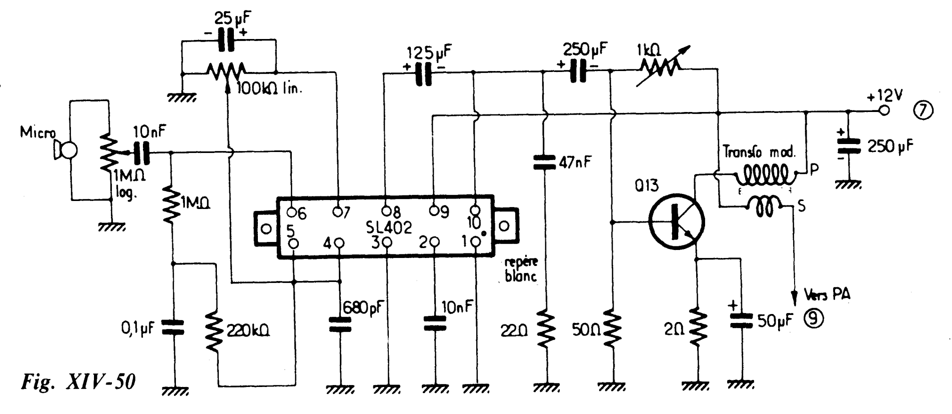


Fig. XIV-50

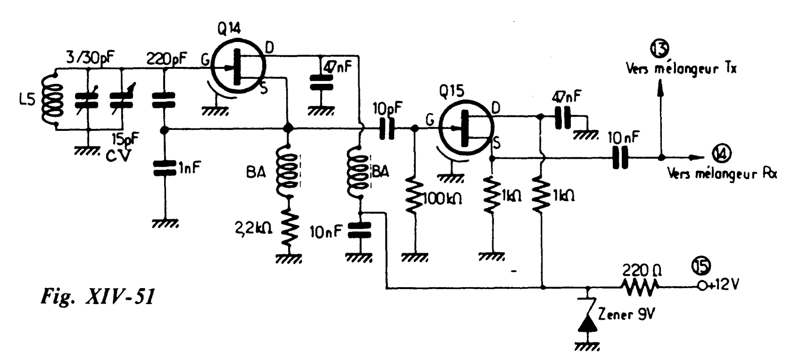


Fig. XIV-51

réception. Son schéma est représenté sur la figure XIV-51. Il doit pouvoir se régler de 27,545 MHz à 29,545 MHz. La stabilité en fréquence de l'ensemble dépendant de cet oscillateur, sa réalisation tant électrique que mécanique doit être très soignée et très rigide.

Il comporte deux transistors FET du type 2N 3823 ou TIS 34 (Q_{14} et Q_{15}) ; son alimentation est faite sous 9 V en tension stabilisée par une diode zener (type BZX 61/C9V1, par exemple).

Les bobines d'arrêt BA sont réalisées comme précédemment indiqué.

La bobine L_5 comporte 10 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm sur un mandrin Lipa de 6 mm de diamètre (sans noyau). Le condensateur ajustable permet le calage en fréquence de l'oscillateur afin que le condensateur variable de 15 pF couvre bien la plage de fréquences précisée plus haut. Ce dernier condensateur variable est commandé par un bouton démultiplicateur avec cadran (que l'on pourra éventuellement étalonner aux fréquences d'émission et de réception correspondantes de 144 à 146 MHz).

*
* *

Circuits complémentaires

Il s'agit, en fait, des diverses commutations. Nous les avons indiquées sur la figure XIV-52. Toutes ces commutations sont effectuées par l'intermédiaire d'un

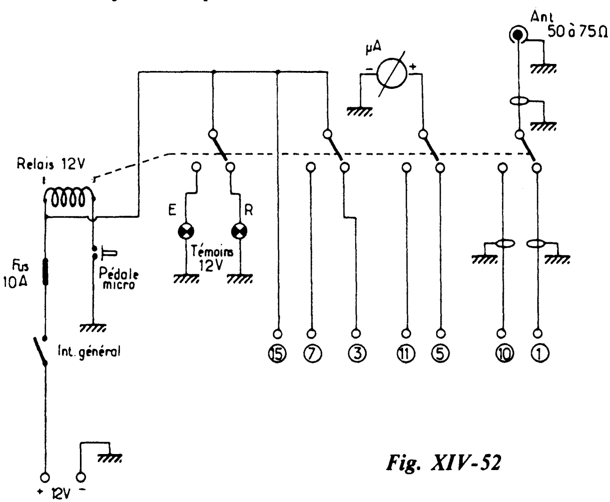


Fig. XIV-52

relais dont la bobine d'excitation 12 V est alimentée en émission lorsqu'on presse la « pédale » du microphone.

Sur la figure, les commutations sont représentées en position « réception », c'est-à-dire relais non excité. Nous avons (de gauche à droite) :

— l'inversion de deux ampoules témoins « émission/réception » ;

— l'inversion d'alimentation des sections « émetteur » et « récepteur », le V.F.O. étant alimenté en permanence (ligne 15) ;

— l'inversion du microampèremètre (contrôle HF ou « S-mètre ») ;

— l'inversion de l'antenne.

Le galvanomètre de mesure (μA) est un petit appareil du genre « VU-mètre » de déviation totale pour 100 ou 150 μA.

*
* *

Montage - Assemblage

Le montage pratique et la présentation sont laissées au goût du réalisateur. Indiquons cependant que l'ensemble peut être monté dans un coffret métallique aux dimensions suivantes : largeur 20 cm ; profondeur 25 cm ; hauteur 8 cm. La fiche coaxiale d'antenne et les fils d'alimentation 12 V sortent à l'arrière. Sur le panneau avant, nous avons :

— l'interrupteur général et les deux voyants ;

— les deux commandes des condensateurs variables du circuit de sortie PA ;

— la prise « micro » (avec pédale) ;

— la commande de gain de modulation ;

— le cadran démultiplicateur du V.F.O. avec boîtier de ce circuit disposé immédiatement à l'arrière (fixé sur le panneau avant) ;

— les commandes de gain MF et BF du récepteur ;

— le galvanomètre de mesure.

Le haut-parleur est installé par ailleurs, en un emplacement adéquat du véhicule.

Tous les modules sont montés séparément, conformément au découpage des figures, sur des plaquettes perforées Veroboard, puis placés dans des boîtiers en tôle étamée (formant blindage). Ces boîtiers sont répartis sur chaque face 25 × 20 du coffret, émission d'un côté, réception de l'autre, selon l'ordre logique. Puis, ils sont reliés électriquement entre eux par un câblage conventionnel à partir de barrettes à cosses.

●

III. — Transceiver 144 MHz commercial IC 211 E

Cet appareil est une construction de la firme japonaise Inoue Communication Equipment Corporation (ICOM). Il est plus particulièrement destiné à l'utilisation en « poste fixe » ; néanmoins, son alimentation est possible aussi bien par le secteur 220 V que par batterie 12 V. Ses dimensions sont de 264 x 241 x 141 mm. **(Voir photo).**

Ce transceiver utilise une nouvelle technologie pour les VFO ; il comporte deux VFO programmables et couplables à volonté. Leur contrôle, ainsi que celui de l'affichage digital, est assuré par un système opto-électronique commandant un circuit intégré spécial C.MOS-LSI multifonction.

Les deux VFO permettent ainsi, en simplex un trafic sur deux fréquences différentes, et en duplex « normal » ou « reverse » un fonctionnement avec shift au choix de l'opérateur. Leur commande à deux vitesses déterminées électroniquement (100 Hz ou 5 kHz par division) donne une grande souplesse d'utilisation et permet un affichage de haute précision.

Le circuit intégré C.MOS-LSI à verrouillage de phase (PLL) est tout à fait spécial et assure à lui seul les fonctions suivantes :

— contrôle de phase et verrouillage du VCO ;

— commande de l'affichage digital ;

— mémorisation des fréquences des deux VFO ;

— sélection de la vitesse de démultiplication ;

— verrouillage électronique des fréquences affichées ;



— passage automatique de fin à début de bande avec impossibilité de trafic hors bande.

Les caractéristiques essentielles du transceiver IC 211 E sont les suivantes :

— gamme de fréquences : 144-146 MHz ;

— puissance HF de sortie : SSB et CW = 10 W minimum ; FM = ajustable de 1 à 10 W minimum (12 W mesurés) ;

— système de modulation : SSB - modulateur équilibré ; FM - modulation de phase (excursion **max.** ± 5 kHz) ;

— réception à simple changement de fréquence en SSB - CW et à double changement de fréquence en FM ;

— sensibilités : SSB et CW = 0,5 μV pour (S + B)/B = 10 dB ; FM = 1 μV pour (S + B)/B = 30 dB ;

— sélectivités SSB = ± 1,2 kHz à - 6 dB ; FM = ± 7,5 kHz à - 6 dB ;

— impédance d'antenne = 52 Ω.

Les circuits d'accord sont du type « large bande », cela veut dire qu'il n'y a aucune retouche de réglage à effectuer lorsqu'on change de fréquence.

De telles caractéristiques associées à une foule de perfectionnements et de dispositifs aux possibilités vraiment intéressantes font que l'on peut dire, sans esprit de publicité, que le transceiver IC 211 E est sans doute l'appareil le plus perfectionné et le plus performant du marché actuel.

Une toute récente version, l'IC-251E, comporte en outre un scanner incorporé (dispositif de balayage automatique de la bande).

●

Des transceivers « amateurs » 144 - 146 MHz FM sont décrits aux paragraphes 4 et 6 du chapitre XVI.

§ 7. — Transverter 28-144 MHz

Un transverter est un appareil auxiliaire qui, par changement de fréquence, permet de transposer sur V.H.F. les signaux L.S.B., U.S.B., ou A.M., issus d'un transceiver pour ondes décamétriques. Naturellement, réciproquement, le transverter permet la réception des signaux V.H.F. par transposition dans une bande décamétrique, signaux qui sont alors amplifiés normalement par le transceiver.

Le montage de transverter faisant l'objet de la description qui suit est destiné à être utilisé avec un transceiver comportant la ou les bandes de 28 à 30 MHz. En émission, il peut délivrer facilement une puissance utile de 20 watts P.E.P., cette puissance peut être exploitée directement (c'est-à-dire être appliquée à l'antenne) ou être utilisée pour « driver » un étage amplificateur V.H.F. de grande puissance.

Le montage réalisé avec soin ne provoque aucun TVI dans le voisinage. Toutefois, sa

réalisation ne s'adresse pas aux profanes, mais au contraire aux amateurs ayant déjà acquis une bonne expérience des V.H.F.

*

* *

Le schéma complet de l'appareil est représenté sur la figure XIV-53. Nous partons d'un étage oscillateur (section triode du tube V1-ECF 86) à quartz sur 38,667 MHz (overtone 3). La sortie de cet oscillateur est amplifiée par la section pentode du tube ECF 86, puis appliquée à la grille du tube V_2 (EL 183) fonctionnant en tripleur de fréquence (116 MHz). Le signal sur 116 MHz est mis en évidence par le circuit L_3 C_1. Le circuit L_4 C_2, couplé au précédent, permet l'application du signal à 116 MHz sur les grilles de commande du tube V_3 (QQE 03/12).

Simultanément, la sortie du transceiver (utilisé ici en excitateur) est appliquée aux cathodes du tube V_3 qui fonctionne en mélangeur changeur de fréquence. La puissance (issue du transceiver) appliquée en ce point doit être de l'ordre de 5 watts P.E.P. Sur la plupart des transceivers commerciaux (FT DX 505, TS 288, par exemple) une sortie marquée « RF-Out » est prévue en dérivation sur l'excitation H.F. des grilles des tubes de l'étage P.A. (par l'intermédiaire d'un simple condensateur de l'ordre de 10 pF environ). C'est donc les signaux (de 28 à 30 MHz) issus de cette sortie que l'on applique aux cathodes du tube V_3. Par addition de fréquences de 116 + 28 à 116 + 30 MHz (soit 144 à 146 MHz), la bande V.H.F. se trouve ainsi couverte ; ces signaux V.H.F. sont mis en évidence par le circuit L_5 C_3, couplé au circuit L_6 C_4 qui les applique aux grilles du tube final V_4. Ce dernier tube amplificateur (QQE 03/12) fonctionne en classe AB1, avec un courant anodique de repos de l'ordre de 25 mA et un courant anodique de crête de l'ordre de 100 mA (cas de la S.S.B.).

*

* *

La partie réception utilise un transistor MOSFET à double porte Q_1 comme amplificateur V.H.F. et un second transistor MOSFET à double porte Q_2 comme mélangeur changeur de fréquence.

Les connexions de porte (G_1) et de drain (D) sont effectuées sur des prises intermédiaires des bobinages L_9 et L_{10} ; cette disposition permet d'obtenir une bonne stabilité du montage amplificateur, sans obligation de neutrodynage.

A l'étage mélangeur Q_2, l'oscillation locale est appliquée à la porte G_2 par l'intermédiaire de la bobine L_{13} couplée à L_3. Les signaux résultant du changement de fréquence (28 à 30 MHz) apparaissent aux bornes du circuit L_{12} et sont ensuite appliqués à l'entrée normale « antenne » du transceiver fonctionnant alors en récepteur.

*

* *

Caractéristiques des éléments

La plupart des éléments ont leurs caractéristiques indiquées sur le schéma. Complémentairement, précisons les points suivants :

— toutes les résistances sont du type 0,5 W sauf mention particulière et de tolérance ± 5 %

— les condensateurs variables C_2, C_3, C_4 et C_5 sont du type papillon ;

— les condensateurs de 1 nF des circuits d'alimentation sont des condensateurs de traversée (by-pass).

Par ailleurs, nous avons :

$Q_1 = Q_2$ = BFR 84 (R.T.C.)

Ch_1, Ch_2, Ch_3 = 2,7 μH ou bobine d'arrêt V.H.F. d'une vingtaine de tours sur le corps d'une résistance de 100 kΩ.

L_1 = 15 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm ; enroulés jointifs sur un mandrin de 6 mm de diamètre avec noyau de ferrite réglable.

L_2 = 12 tours (comme précédemment).

L_3 = 5 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm ; enroulés sur une longueur de 22 mm sur air ; diamètre intérieur 12 mm ; prise médiane.

L_4 = 3 tours ; même fil que précédemment ; enroulés sur une longueur de

10 mm ; diamètre intérieur 12 mm ; prise médiane.

L_5 = 5 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm, enroulés sur une longueur de 15 mm ; diamètre intérieur 12 mm ; prise médiane.

L_6 = 3 tours (comme précédemment).

L_7 = 4 tours, comme précédemment, mais sur une longueur de 12 mm ; prise médiane.

L_8 = 1 tour de fil de cuivre de 10/10 de mm sous gaine plastique ; 12 mm de diamètre ; intercalé au centre de L_7.

L_9 = 4,5 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm ; enroulés sur air, diamètre intérieur 6 mm ; prise à 1,5 tour du bas pour la connexion d'antenne et à 3 tours pour la connexion de G_1.

L_{10} = 4,5 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm enroulés sur air, diamètre intérieur de 6 mm ; prise à 3 tours du bas pour la connexion du drain.

L_{11} = 5 tours ; même fil et même diamètre intérieur que précédemment.

L_{12} = 15 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm ; sur un mandrin de 6 mm de diamètre, à noyau de ferrite réglable.

L_{13} = 2 tours (même fil que précédemment) enroulés autour de L_3.

mA = milliampèremètre de déviation totale pour 150 mA.

*
* *

Construction

L'ensemble est contenu dans un boîtier métallique (aluminium) aux dimensions suivantes 30 × 22 × 15 cm. La partie « émission » proprement dite groupant les lampes V_1, V_2, V_3, V_4 est réalisée sur un châssis particulier et cloisonné comme il est indiqué par les pointillés, afin d'éviter tout couplage intempestif. La partie « alimentation » est également réalisée sur un châssis séparé. Enfin, la section « réception » est construite sur une plaquette perforée ; pour éviter les couplages indésirables, le circuit L_{10} est

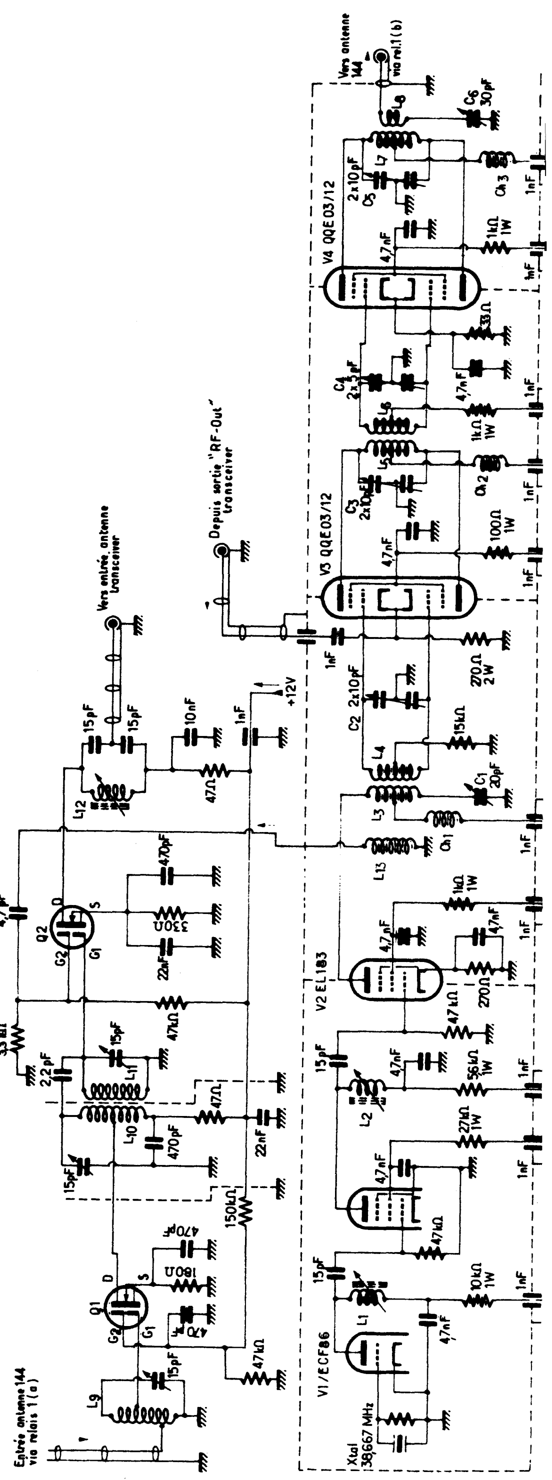


Fig. XIV-53

monté, soit entre deux séparations (plaquettes métalliques reliées à la masse), soit à l'intérieur d'un petit blindage cylindrique.

Le boîtier enfermant l'appareil doit être muni d'ouvertures genre persienne pour faciliter l'aération et le refroidissement des composants à forte dissipation de chaleur (lampes, résistances bobinées).

Les sorties nécessaires aux liaisons au transceiver sont effectuées par des prises coaxiales fixées au boîtier.

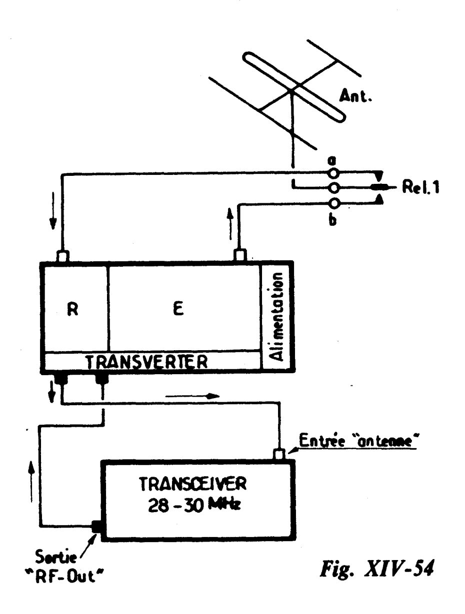


Fig. XIV-54

Liaisons au transceiver

Elles sont représentées sur la figure XIV-54. Les prises d'antenne pour les sections « émission » et « réception » du transverter sont commutées par les contacts *a* et *b* du relais Rel. 1.

La sortie de la section « réception » aboutit à l'entrée d'antenne du transceiver.

La sortie « RF-Out » du transceiver aboutit à l'entrée du tube V_3 de la section « émission » du transverter.

Toutes ces liaisons sont effectuées en câble coaxial, type 52 Ω de faible diamètre.

Mise au point

En ce qui concerne le fonctionnement de l'ensemble, le passage d'émission à réception (et inversement) du transverter s'effectue par la manœuvre de l'interrupteur double *Inv.* ; cet interrupteur applique le courant sur le relais d'antenne d'une part, et sur les écrans des tubes V_3 et V_4 d'autre part, en position « émission ».

Cet interrupteur double doit donc être commandé en même temps que le commutateur assurant le passage en émission du transceiver ; le cas échéant, on peut le remplacer par un relais à deux contacts commandé par le transceiver.

L'ensemble étant en position « réception », ajuster le noyau de la bobine L_{12} afin d'obtenir le maximum de bruit de fond dans le haut-parleur du transceiver.

A la bobine L_3, coupler un ondemètre ou une boucle de Hertz. Ajuster les noyaux des bobines L_1, puis L_2, et le condensateur C_1 de la bobine L_3 afin d'obtenir le maximum de signal HF indiqué par l'ondemètre ; le cas échéant, dérégler légèrement le noyau de L_1 (pour une inductance plus faible) afin de faciliter le redémarrage des oscillations du quartz.

Puis en utilisant un générateur V.H.F. accordé vers 145 MHz, ajuster les circuits de L_9, L_{10} et L_{11} pour l'obtention du meilleur rapport « signal/souffle ».

L'ensemble étant en position « émission », connecter une antenne fictive à la sortie, en lieu et place de l'antenne normale rayonnante. Le transceiver étant réglé vers 29 MHz, accorder successivement les condensateurs variables C_2, C_3, C_4 et C_5 pour l'obtention du signal maximum de sortie.

Éventuellement, vérifier que le maximum HF obtenu dans la charge correspond bien au minimum de l'intensité anodique lue sur le milliampèremètre.

Ensuite, on peut supprimer l'antenne fictive et raccorder l'antenne normale. Le rayonnement optimum peut être vérifié par un contrôleur de champ. On recherche ce rayonnement maximum en ajustant le condensateur C_6 en série avec L_8, et en retouchant simultanément le réglage de C_5 (minimum du mA).

Nous rappelons que dans les crêtes de modulation SSB, le milliampèremètre doit monter vers 100 mA, alors que le courant de repos de cet étage doit être de 25 mA.

Enfin, en ce qui concerne le transceiver proprement dit, il est recommandé de prévoir un interrupteur coupant l'alimentation des écrans des tubes de son étage PA lorsqu'on utilise le transverter.

§ 8. — Amplificateurs HF linéaires de puissance

La plupart des transceivers 144 MHz commerciaux (transistorisés) délivrent une puissance V.H.F. comprise entre 10 et 20 W. Une telle puissance est généralement suffisante lors des utilisations en mobile ou en portable sur des points hauts. Par contre, lorsque le transceiver est employé au domicile de l'opérateur, les conditions sont très souvent moins bonnes et l'OM est alors tenté d'utiliser une plus grande puissance à l'émission. C'est finalement une possibilité relativement facile à expérimenter en faisant suivre la sortie « émission » du transceiver par un amplificateur V.H.F. linéaire.

Pour satisfaire tous nos lecteurs, nous allons décrire deux versions d'amplificateurs V.H.F. linéaires, l'une à lampe, l'autre à transistors. Les deux montages sont susceptibles de délivrer une puissance HF de l'ordre de 80 W. Cependant, avant d'examiner leur construction, nous estimons qu'il n'est nullement superflu de remettre en mémoire les quelques points de technique suivants :

La fonction d'un amplificateur *linéaire* consiste à amplifier (évidemment) un signal modulé en amplitude de telle façon que le signal de sortie soit l'exacte reproduction (amplifiée) du signal appliqué à l'entrée. N'oublions pas que la B.L.U. n'est qu'une forme de la classique modulation en amplitude (AM).

Rappelons aussi que les montages amplificateurs linéaires HF ou V.H.F. présentent des conditions de fonctionnement qui vont généralement de la classe AB 1 (cas le plus fréquent) à la classe B (cas des lampes dites à « zéro bias », notamment). Par ailleurs, nous sommes en HF (ou V.H.F.) et il importe alors de remarquer que ces classes de fonctionnement ne requièrent pas nécessairement un étage amplificateur push-pull ; dans le cas d'un signal HF modulé, on peut parfaitement utiliser une seule lampe (ou deux lampes en parallèle) ou bien un seul transistor (ou deux transistors en parallèle), et obtenir néamoins une amplification sans distorsion.

Enfin, il est tout à fait fantaisiste de prétendre que tel ou tel montage, d'après son schéma ou sa conception, peut délivrer à coup sûr telle ou telle puissance V.H.F... Sur fréquences élevées, le meilleur schéma peut donner des résultats décevants s'il est mal réalisé. Un bon rendement V.H.F. est essentiellement une question de construction soignée (conforme aux conditions requises par les fréquences élevées) et de réglage des circuits (réglage à l'accord exact bien entendu, mais aussi adaptation des impédances); ce dernier point revêt une importance encore plus capitale avec les montages à transistors. Les puissances V.H.F. indiquées ne sont donc toujours que des ordres de grandeur — on peut dire aussi presque des maxima — qui ne seront atteints qu'avec des montages compacts, soignés, correctement mis au point et réglés.

•

Montage à lampe QQE - 06/40

Le premier montage d'amplificateur linéaire 144 MHz que nous allons examiner (le plus demandé par nos lecteurs) comporte un tube double tétrode type 829 B ou QQE - 06/40.

Son schéma est représenté sur la figure XIV-55, et le montage pratique reste simple sans aucune prétention révolutionnaire. L'appareil est monté sur un châssis métallique classique servant de base. La lampe est installée horizontalement (les deux sorties d'anodes dans un plan horizontal également) sur une plaque métallique verticale (trait mixte sur le schéma) au niveau du support ; cette plaque métallique, fixée à peu près au tiers de la longueur du châssis assure ainsi une parfaite séparation électrostatique et électromagnétique entre les circuits d'entrée et de sortie de l'amplificateur.

Les connexions d'alimentation passent directement et immédiatement sous le châssis. L'ensemble est placé dans un coffret métallique ajouré (aération) formant blindage de toutes parts ; sur la face latérale gauche, nous avons la prise coaxiale d'entrée (SO 239) et la commande de C_1 ; les deux milliampèremètres (de grilles et d'anodes), ainsi que l'ampoule témoin sont montés sur la face avant ; enfin, sur la face latérale droite, nous avons la prise coaxiale de sortie (SO 239) et la commande de C_2. Les autres réglages étant effectués une fois pour toutes n'ont pas à être accessibles de l'extérieur.

L'alimentation peut être montée sur le même châssis (transformateurs dessus, autres composants dessous) si l'on dispose de la place suffisante ; sinon, elle est construite sur un autre châssis pouvant même être assez éloigné du premier.

La bobine d'entrée L_1 comporte 3 tours de fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm, enroulés sur air avec un diamètre intérieur de 12 mm et répartis sur une longueur de 20 mm ; ce circuit est accordé vers 145 MHz par un condensateur variable papillon C_1 de 2 × 10 pF.

Entre les spires espacées du précédent bobinage, nous avons la bobine de couplage L_c de 2 tours (enroulement sur air également ; diamètre intérieur 12 mm ; même fil sur lequel on a glissé une gaine isolante en matière plastique).

La bobine L_2 du circuit anodique, en forme de U, est faite à partir d'une bande de cuivre de 16 mm de large, de 2,5 mm d'épaisseur et d'une longueur de 374 mm ; cette bande de cuivre est pliée en forme de U comme l'indique le schéma avec une distance de 24 mm entre les branches parallèles. On obtient ainsi un circuit qui présente

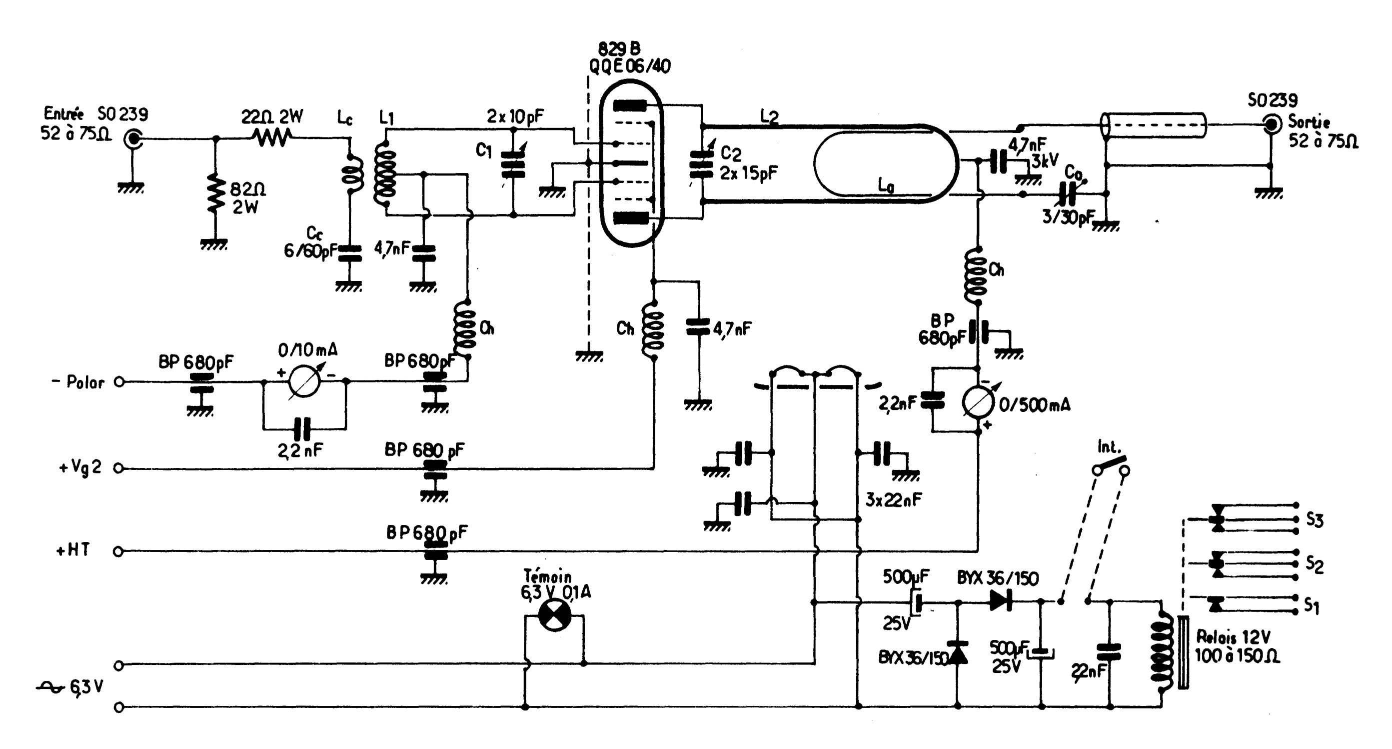
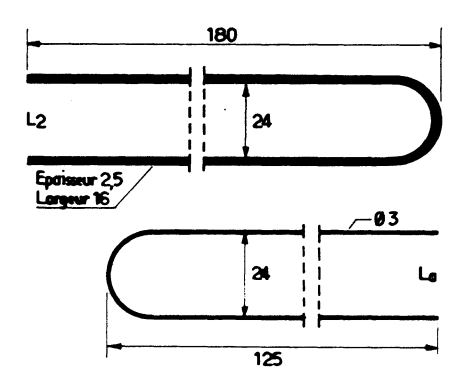

829 B
QQE 06/40
Entrée SO 239
52 à 75Ω
22Ω 2W
82Ω
2W
Lc
L1
Cc
6/60pF
4,7nF
2x10pF
C1
Ch
L2
C2
2x 15pF
Lg
4,7nF
3kV
Co
3/30pF
SO239
Sortie
52 à 75Ω
Ch
BP
680pF
4,7nF
- Polar
BP 680pF
0/10mA
BP 680pF
2,2 nF
+Vg 2
BP 680 pF
+HT
BP 680 pF
2,2nF
0/500mA
3x22nF
Int.
S3
S2
S1
Témoin
6,3 V 0,1A
500µF
25V
BYX 36/150
BYX 36/150
500µF
25V
22nF
Relais 12V
100 à 150Ω
~ 6,3 V

Fig. XIV-55



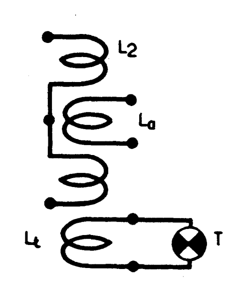


Fig. XIV-56

un encombrement de 180 mm (voir fig. XIV-56). Le condensateur variable C_2 accordant le circuit est du type papillon de 2 × 15 pF ; il est monté aux extrémités des branches du U. Les liaisons aux sorties anodiques de la lampe s'effectuent à l'aide de deux petits morceaux de tresse (aussi *courts* que possible) et serrés sur lesdites sorties à l'aide de deux petits colliers à vis.

Enfin, la bobine de couplage à l'antenne L_a est constituée par du fil de cuivre de 3 mm de diamètre replié en forme de U également : longueur du U = 125 mm ; espacement des branches = 24 mm (fig. XIV-56). Un condensateur ajustable à air C_a de 3 - 30 pF permet, comme à l'accoutumée, l'accord du circuit de liaison. Un petit morceau de câble coaxial aboutit à la prise de sortie type SO 239.

La bobine L_a est montée juste au-dessous de L_2, et on peut ajuster le couplage (une fois pour toutes) par modification de l'inclinaison de L_a par rapport à L_2.

A la place du circuit de sortie $L_2 + L_a$ qui vient d'être proposé, certains amateurs préfèreront sans doute, pour des raisons de moindre encombrement, la réalisation de bobinages classiques (représentés à droite de la figure XIV-56). Dans ce cas, nous avons :

L_2 = 2 × 2 tours sur air, diamètre intérieur de 14 mm ; fil de cuivre argenté de 20/10 de mm ; espacement entre spires de 4 mm ; espacement médian de 15 mm.

L_a = 2 tours sur air, diamètre intérieur de 14 mm ; fil de cuivre de 12/10 de mm sous gaine plastique ; espacement entre spires de 3 mm ; couplage à ajuster par rapport à L_2 dans son espacement médian.

On pourra également prévoir une bobine auxiliaire L_t (2 tours de fil isolé sous plastique, diamètre intérieur de 14 mm), faiblement couplée à L_2, permettant l'alimentation d'un petit témoin H.F. (ampoule T, type miniature 6 V 50 mA).

Sauf le condensateur de découplage du circuit anodique qui est à diélectrique mica 3 000 V, tous les autres sont du type céramique. Les condensateurs de traversée (B.P.) ont une capacité de 680 pF (ou davantage). Les bobines d'arrêt Ch sont du type commercial V.H.F. 2,7 μH ; à défaut, elles peuvent être constituées par une galette en nid d'abeille prélevée sur une bobine d'arrêt type R 100.

Rappelons que le tube double tétrode utilisé peut se chauffer, soit sous 6,3 V, soit sous 12,6 V ; nous avons représenté le câblage pour un chauffage sous 6,3 V.

En dérivation sur la ligne de chauffage, nous avons un redresseur doubleur de tension utilisant deux diodes BYX 36/150 (ou similaires) destiné à l'excitation du relais Rel. (type 12 V 100 à 150 Ω, récupéré sur un SCR 542). Ce relais comporte un contact interrupteur S_1 commandant l'alimentation des anodes et écrans, ainsi que deux contacts inverseurs S_2 et S_3 qui seront utilisés pour la commutation de l'antenne ; il est excité en position « émission ». Le relais est monté sur l'amplificateur linéaire afin

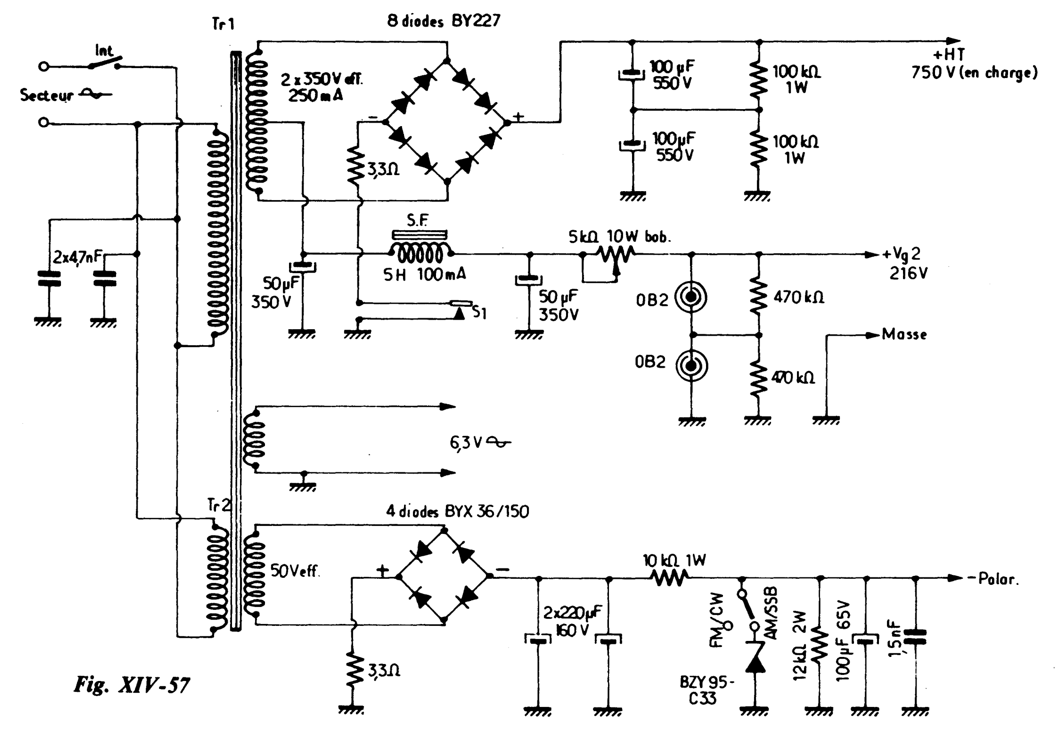


Fig. XIV-57

que les câbles coaxiaux de commutation de l'antenne par S_2 et S_3 soient aussi courts que possible ; par contre, il est bien évident que les fils de la commutation d'alimentation (par S_1) peuvent avoir une longueur quelconque (cas d'une alimentation sur châssis séparé).

Ce relais est commandé par un interrupteur *Int.* Ce dernier peut être un interrupteur *séparé ;* dans ce cas, le passage de réception à émission (et inversement) nécessite deux manœuvres, celle du transceiver et celle de cet interrupteur ; mais cette disposition permet de trafiquer facilement **avec ou sans** l'amplificateur linéaire. Dans d'autres cas, l'interrupteur *Int.* peut être prévu sur le commutateur « émission-réception » du transceiver et être sorti sur une prise prévue à cet effet ; l'inversion s'effectue alors automatiquement, et par une seule et même manœuvre.

Passons maintenant à l'alimentation dont le schéma général est représenté sur la figure XIV-57. On utilise un gros transformateur $Tr._1$ (provenant d'un téléviseur) avec un enroulement de chauffage 6,3 V et un enroulement H.T. à point milieu de 2 × 350 V eff. (250 mA environ).

Le redressement H.T. est effectué par un pont de 4 × 2 diodes type BY 227 ; chaque diode est shuntée par une résistance de 220 kΩ (résistances non représentées pour ne pas alourdir le dessin). Le filtrage est assuré par deux condensateurs de 100 µF (550 V) connectés en série. La tension continue ainsi obtenue est de l'ordre de 750 volts en charge. D'autre part, nous avons une cellule de filtre plus élaborée (bobine à fer de filtrage environ 5 H 100 mA — valeurs d'ailleurs non critiques — encadrée par deux condensateurs de 50 µF/350 V) destinée à l'alimentation en tension stabilisée des écrans (216 V). Cette stabilisation est obtenue par deux tubes OB 2 connectés en série. Il convient d'ajuster le collier de la résistance bobinée de 5 kΩ afin d'avoir une intensité de 30 mA traversant les tubes OB 2 au repos, c'est-à-dire sans signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur ; ceci est obtenu pour un réglage vers 2,8 k Ω.

L'enroulement de chauffage 6,3 V a l'une de ses extrémités reliée à la masse ; néanmoins, il faut effectuer la ligne de chauffage avec deux fils (comme nous l'avons représenté) et ne pas utiliser le châssis métallique comme conducteur.

Enfin, la tension de polarisation est obtenue par un redresseur auxiliaire comportant un petit transformateur à secondaire 50 V eff. suivi d'un pont de quatre diodes BYX 36/150 ; le filtrage est assuré par deux condensateurs de 220 μF (160 V) en parallèle.

Lorsque la diode Zener BZY 95 — C 33 est en service (inverseur en position AM/SSB), la polarisation appliquée est de — 33 volts stabilisés. Lorsque l'inverseur est en position FM/CW, la polarisation monte à — 42 V (sans signal).

Les commutations de l'antenne effectuées automatiquement par les contacts inverseurs S_2 et S_3 du relais sont représentées sur la figure XIV-58. En position « réception » (R), celle indiquée sur le dessin, l'amplificateur linéaire A.L. est éliminé et l'antenne se trouve connectée sur le transceiver.

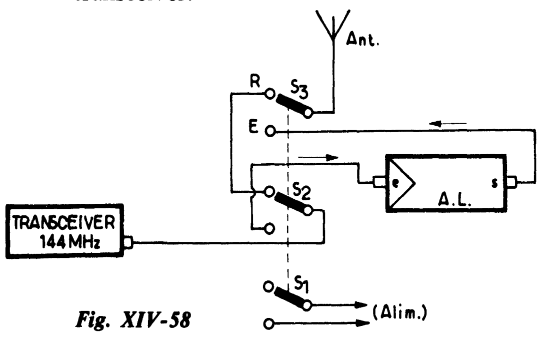


Fig. XIV-58

En position « émission » (E), le relais est excité, l'amplificateur linéaire est alimenté, la sortie du transceiver est appliquée à l'entrée de l'amplificateur A.L., et l'antenne se trouve connectée sur la sortie de celui-ci.

Réglages

On place le commutateur de polarisation sur — 33 V (position AM/SSB). Ensuite, la sortie du transceiver étant connectée à l'entrée de l'amplificateur et le transceiver étant en fonctionnement (d'abord en position AM), on ajuste C_c et C_1 afin d'obtenir la déviation *maximum* du milliampèremètre de grilles ; simultanément, on ajuste C_2 pour le *minimum* lu sur le milliampèremètre d'anodes (pour faire le « creux », comme on a coutume de dire).

En AM, l'intensité de grilles doit être de 1,2 mA. Si elle est supérieure, il ne faut pas dérégler C_1 ; il faut agir, soit sur C_c, soit sur le couplage entre L_c et L_1, soit par modification des valeurs des résistances au carbone de l'atténuateur d'entrée (22 Ω et 82 Ω sur le schéma). Eventuellement, vérifier ensuite le réglage de C_1.

La charge apportée par l'antenne est réglée comme d'habitude par ajustage de C_a et par modification de l'écartement de L_a par rapport à L_2. Bien maintenir l'accord à la résonance (creux) par C_2.

Avec + HT = 750 V, Vg_1 = — 33 V ; Vg_2 = 216 V, et pour des réglages corrects et une charge convenable de l'aérien, on doit avoir :

En AM : Ig_1 = 1,2 mA ; Ia = 90 mA.

En SSB (repos) : Ig_1 = 0 mA ; I_a = 15 mA.
(crête) : Ig_1 = 3,5 mA ; I_a = 120 mA.

En FM (Inv. en position FM/CW) : Ig_1 = 3 mA ; I_a = 110 mA.

Si l'excitation VHF appliquée à l'entrée est faible, en FM il peut être nécessaire de porter à 27 kΩ (au lieu de 12 kΩ) la résistance de polarisation (fig. XIV-57).

Certes, il est possible d'exciter plus et de charger davantage... Mais si l'on tient à une longue vie du tube QQE/06-40, on adoptera les conditions de fonctionnement indiquées.

Lors de la première mise au point, la succession des réglages précédemment exposés doit être reprise plusieurs fois ; ensuite, seul le réglage du condensateur variable C_2 est à retoucher selon la fréquence utilisée dans la gamme.

Précisons également que le dosage de l'excitation V.H.F. appliquée est capital ; si cette excitation est trop importante, cela se traduit par des distorsions, et notamment par des crêtes de modulation « arrachées ».

Montage à transistors

Le second montage proposé comporte trois transistors de la firme Motorola, un 2 N 6083 à l'étage d'entrée et deux 2 N 6084 à l'étage de sortie. Ces transistors sont dits à « émetteur équilibré » ; la particularité de cette fabrication réside dans l'incorporation au transistor de résistances au nickel — chrome d'une valeur appropriée dans chacun des nombreux « émetteurs » élémentaires constitutifs. On réalise ainsi des transistors avec une bonne répartition des courants d'émetteurs, particulièrement robustes vis-à-vis des surcharges éventuelles, et assez insensibles aux effets des variations de température.

Le brochage des transistors 2 N 6083 et 2N 6084 est représenté sur la figure XIV-59 (vue de dessus, c'est-à-dire avec la vis de fixation au-dessous).

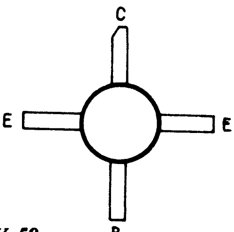


Fig. XIV-59

L'alimentation de l'amplificateur est prévue sous 12 à 12,5 V avec « moins » à la masse, et une intensité maximale de l'ordre de 12 A.

Cet amplificateur est très « sensible », si l'on peut s'exprimer ainsi. Il est capable d'un gain important et pour obtenir une puissance de sortie de 80 watts sans distorsions, avec une bonne linéarité, il ne faut pas dépasser quelques 10 watts appliqués à l'entrée ; le cas échéant, on veillera donc bien à ne pas surcharger, et l'on ajustera le couplage en conséquence par les réglages prévus si nécessaire.

Le schéma général de l'amplificateur est représenté sur la figure XIV-60. Les deux étages fonctionnent en émetteur commun, le premier étage étant équipé du transistor Q_1 de type 2 N 6083.

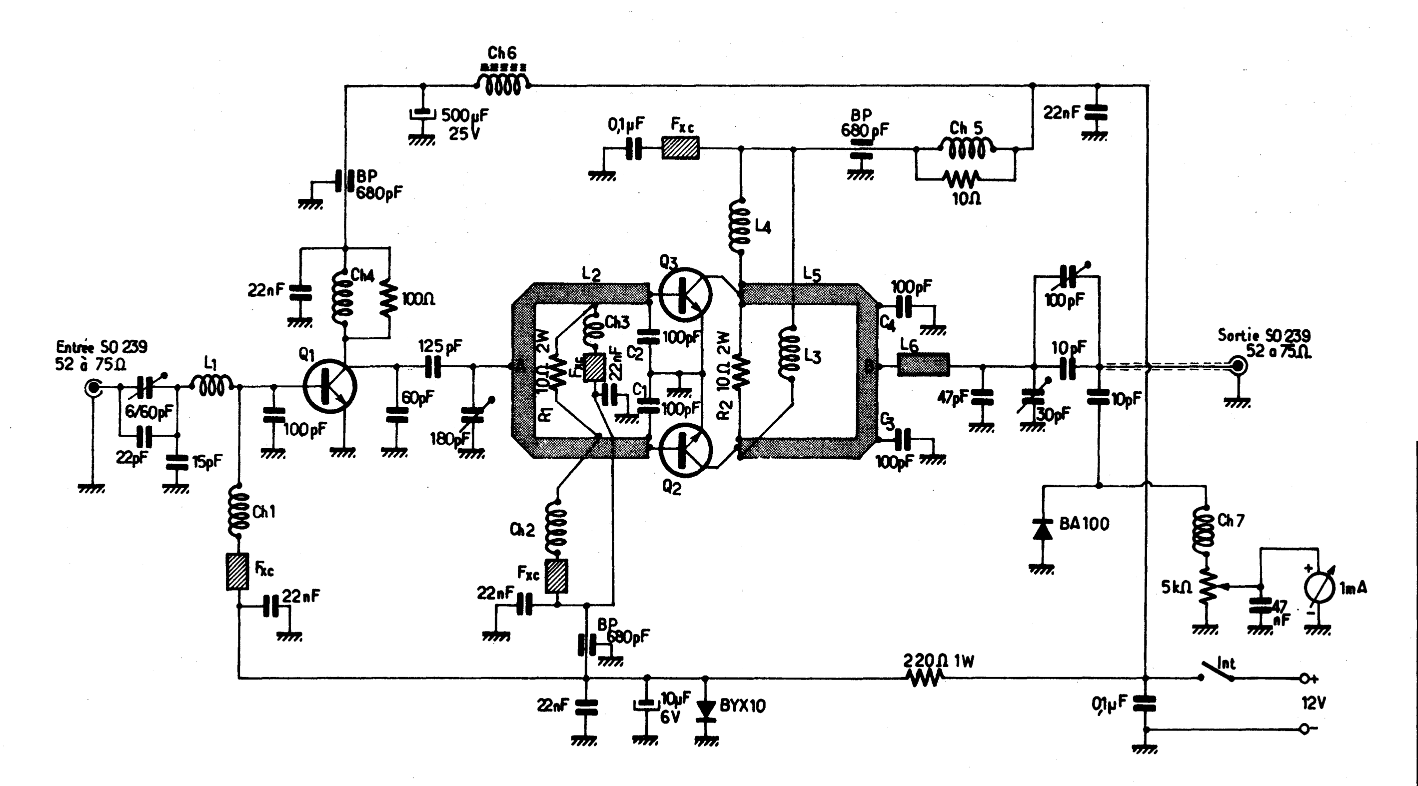
Quant à l'étage final, contrairement à ce qu'un coup d'œil trop rapide pourrait laisser croire, il ne s'agit nullement d'un montage push-pull... Les deux transistors Q_2 et Q_3 utilisés (2 N 6084) sont bel et bien montés en parallèle !

On sait que les problèmes principaux rencontrés dans un montage de ce genre (à transistors) sont les impédances excessivement basses auxquelles on a affaire, et partant, la difficulté d'égalisation des attaques H.F. sur chaque organe en parallèle. La technique des circuits « coupés » symétriques appliquée à l'entrée comme à la sortie, permet de résoudre simultanément ces problèmes.

Le circuit des bases L_2 est utilisé pour élever l'impédance d'entrée des transistors Q_2 et Q_3 ; cette élévation d'impédance se manifeste au point A, ce qui facilite le couplage et l'adaptation avec la sortie de l'étage driver (Q_1). La même technique est mise en œuvre à la sortie de l'étage final ; le circuit de collecteurs L_5 divise la charge entre Q_2 et Q_3, et provoque une élévation d'impédance au point médian B.

Naturellement, des composants complémentaires (condensateurs fixes et ajustables) permettent le « matchage » correct de ces impédances et l'accord des circuits ; signalons aussi que la conception globale de ces circuits accordés provoque une atténuation importante de l'harmonique 2 (et des signaux indésirables, en général).

Les condensateurs C_1 et C_2 sont montés aux extrémités du circuit L_2, c'est-à-dire au ras des connexions des bases. Par contre, les condensateurs C_3 et C_4 sont soudés approximativement à mi-distance entre les extrémités du circuit L_5 des collecteurs et le point milieu B. Il faut utiliser des capacités du type céramique à coefficient de température nul ou du type mica, mais dans tous les cas avec des fils de connexion aussi courts que possible. Signalons que l'on peut minimiser l'influence de l'inductance de ces connexions en groupant deux condensateurs en parallèle (par exemple : deux condensateurs de 50 pF en parallèle pour obtenir l'une des capacités du circuit des bases).



Ch6
500µF
25V
BP
680pF
0,1µF
Fxc
BP
680pF
Ch 5
10Ω
22nF
L4
Q3
L2
L5
22nF
Ch4
100Ω
Ch3
100pF
100pF
C4
100pF
10Ω 2W
Fxc
22nF
C2
10Ω 2W
L3
Entrée SO 239
52 à 75Ω
L1
Q1
125pF
A
C1
B
L6
10pF
Sortie SO 239
52 à 75Ω
6/60pF
100pF
60pF
R1
100pF
R2
47pF
30pF
10pF
22pF
15pF
180pF
C3
100pF
Q2
Ch1
Ch2
BA100
Ch 7
Fxc
Fxc
5kΩ
1mA
22nF
22nF
47nF
BP
680pF
220Ω 1W
Int
22nF
10µF
6V
BYX10
0,1µF
12V

Fig. XIV-60

Les résistances R_1 et R_2 de 10 Ω (2 W) sont destinées à compenser les différences de gain en équilibrant les impédances respectives d'entrée (et de sortie) des deux transistors ; elles égalisent ainsi le fonctionnement de chaque « branche ».

Naturellement, pour la clarté et la compréhension du schéma, le dessin a ses obligations... dont il ne faut pas tenir compte dans la construction pratique. C'est ainsi que chaque « branche » avec ses éléments connexes doit être rigoureusement identique électriquement et mécaniquement à sa voisine, et ce, avec des connexions ultra-courtes, directes et symétriques.

La polarisation requise est obtenue très simplement par la chute de « tension directe » aux bornes d'une diode BYX 10 convenablement découplée.

La figure XIV-61 indique les dimensions pour la confection des circuits L_2 et L_5 exécutés dans du cuivre de 1 mm d'épaisseur.

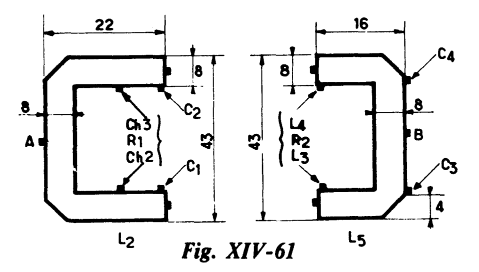


Fig. XIV-61

Voici également les caractéristiques essentielles des transistors Motorola employés dans cet amplificateur (valeurs maximales limites) :

2N 6083 : BV_{CEO} = 18 V ; BV_{ebo} = 4 V ; Ic_{max} = 4 A ; Pc_{max} = 65 W.
2N 6084 : BV_{ceo} = 18 V ; BV_{ebo} = 4 V ; Ic_{max} = 6 A ; Pc_{max} = 80 W.

Un circuit de mesure relative de H.F. est prévu en sortie ; il comporte essentiellement une diode BA 100, un milliampèremètre (1 mA) et un potentiomètre linéaire de 5 kΩ. Ce dernier s'ajuste une fois pour toutes afin d'obtenir une déviation correcte et suffisante de l'aiguille du milliampèremètre, déviation à laquelle on peut se référer pour les réglages ultérieurs de l'amplificateur.

Voici d'autre part les caractéristiques (non indiquées sur le schéma) des éléments utilisés :

En ce qui concerne les condensateurs fixes montés dans les accords et liaisons, il faut employer des capacités, soit à diélectrique au mica, soit du type céramique à coefficient nul de température.

Les condensateurs de découplage de 22 nF sont du type céramique disque ; les 0,1 μF sont au mylar. Les condensateurs de traversée BP présentent une capacité de 680 pF (ou davantage).

Les bobines d'arrêt Ch_1, Ch_2, Ch_3 et Ch_7 comportent 20 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm enroulés sur le corps d'une résistance de 100 kΩ. On peut également utiliser, soit des bobines du commerce type 0,15 μH enrobées de matière moulée, soit des bobines d'arrêt type VK 200 (2,5 spires en tore sur une perle de ferrite qualité 3 B).

La bobine d'arrêt Ch_4 est faite de 2 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm enroulés sur le corps d'une résistance de 100 Ω 2 W. La bobine d'arrêt Ch_5 est faite de la même façon, mais avec 10 tours sur une résistance de 10 Ω 2 W. Enfin, la bobine d'arrêt Ch_6 est du type VK 200 (2,5 spires en tore sur une perle de ferrite qualité 3 B).

Les bagues d'arrêt notées Fxc sont des perles de ferrite de qualité 3 B.

Pour les autres bobinages, nous avons :

L_1 = 1,5 tour en fil de cuivre de 10/10 de mm, sur air, diamètre intérieur de 6 mm, longueur 18 mm.

$L_3 = L_4$ = 2 tours en fil de cuivre de 10/10 de mm, sur air, diamètre intérieur de 6 mm, longueur 12 mm.

L_6 = fil rectiligne de cuivre de 12/10 de mm ; longueur 30 mm.

Les condensateurs ajustables (ou variables) utilisés sont de préférence à diélectrique air. Rappelons, au passage, que la disposition adoptée pour les inductances et les capacités à l'entrée, entre étages et en sortie — disposition très courante avec les montages à transistors — permet simultanément le réglage (accord) et le couplage.

Il est certain qu'un montage de ce genre ne s'adresse pas aux débutants et qu'il faut une excellente pratique des transistors et des V.H.F. pour le conduire à bien. Nous indiquerons cependant que l'ensemble est réalisé sur un circuit double face en verre epoxy de 1,6 mm d'épaisseur. Sur une couche, se trouvent des bornes, des rondelles ou des œillets isolés pour le montage des composants et les interconnexions. L'autre couche est évidemment isolée de la précédente et sert de plan de masse. Les connexions entre les composants et le plan de masse sont faites par des rivets tubulaires de 2 mm soudés. Comme cela est indiqué sur le schéma, certaines connexions utilisent des condensateurs by-pass de traversée (BP).

Les transistors sont également fixés sur la plaque epoxy (écrou côté masse). Sous chaque écrou, on serre en même temps une plaquette d'aluminium noirci de 30 × 120 mm préalablement repliée en forme de U ; ces trois plaquettes servent de radiateurs primaires et contribuent à la rigidité de la plaque epoxy. Le refroidissement est complété par le montage de deux radiateurs (barres d'aluminium profilé) vissés énergiquement tout au long de chaque côté de la plaque epoxy (côté masse). Le montage de ces différents dissipateurs demande une attention toute particulière afin de réduire au minimum la résistance thermique de contact et d'obtenir un bon refroidissement.

Il faut faire également en sorte de réaliser pour l'étage final notamment, une construction parfaitement symétrique pour les circuits et pour la disposition des composants ; il faut que les signaux V.H.F. aient un trajet égal dans chaque « branche », afin d'éviter des différences de phase qui ne manqueraient pas de se traduire par une perte de puissance de sortie.

Il va de soi que les commutations d'antenne par relais sont très exactement les mêmes que celles qui ont été décrites lors du précédent montage ; l'excitation du relais peut être prélevée ici directement sur l'alimentation 12 volts de l'amplificateur linéaire.

Les mêmes précautions en ce qui concerne le dosage de l'excitation V.H.F. appliquée sont également à prendre si l'on ne veut pas avoir des crêtes « arrachées », éclaboussant sur toute la bande.

Pour l'utilisation de cet amplificateur en FM (classe C), il suffit de court-circuiter la diode de polarisation BYX 10 à l'aide d'un simple interrupteur.

Normalement, la puissance VHF appliquée à l'entrée doit être de 7,5 W pour l'obtention d'une puissance de sortie de 80 W.

Si l'on dispose d'une puissance VHF inférieure applicable à l'entrée, il faut faire précéder le montage de la figure XIV-60 par les deux étages de préamplification représentés

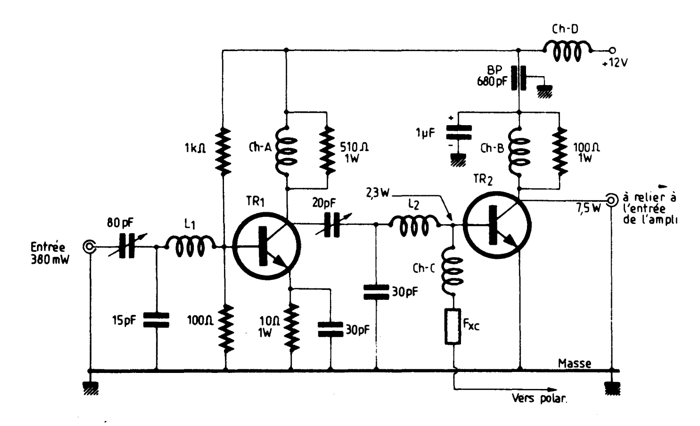


Fig. XIV-62

sur la figure XIV-62 ; la puissance nécessaire pour attaquer l'ensemble d'amplification est alors seulement de 380 mW.

Les deux transistors préamplificateurs à utiliser sont TR_1 = 2N 6255 et TR_2 = 2N 5590. Par ailleurs, nous avons :

$L_1 = L_2$ = 1 tour de fil de cuivre de 10/10 de mm, enroulé sur air, diamètre intérieur de 6 mm et largeur de 20 mm.

Ch - A = Ch - C = Ch - D = bobines d'arrêt type VK 200.

Ch - B = 4 tours de fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm enroulés sur le corps de la résistance 100 Ω/1 W.

Fxc = perle de ferrite de qualité 3 B.

●

Commutation automatique d'un amplificateur H.F. linéaire de puissance

Il est parfois intéressant d'obtenir la commutation automatique d'un amplificateur H.F. de puissance monté à la suite d'un transceiver, sans prévoir une ligne de commande auxiliaire et séparée pour le relais inverseur.

En d'autres termes, ce relais inverseur est commandé automatiquement par les signaux H.F. issus du transceiver lorsque celui-ci est commuté en position « émission ».

Un montage de ce genre est représenté sur la figure XIV-63. Lorsque le transceiver H.F. de puissance monté à la suite d'un transceiver, sans prévoir une ligne de commande auxiliaire et séparée pour le relais inverseur.

En d'autres termes, ce relais inverseur est commandé automatiquement par les signaux H.F. issus du transceiver lorsque celui-ci est commuté en position « émission ».

Un montage de ce genre est représenté sur la figure XIV-62. Lorsque le transceiver fonctionne en émission, une fraction des signaux H.F. est détectée par deux diodes AA 119 et la composante continue issue de cette détection commande un transistor 2N 1711 dans le collecteur duquel est intercalé le relais inverseur. En B.L.U., du fait de l'absence de porteuse permanente, on doit intégrer les signaux par un condensateur de forte capacité. La position AM est évidemment valable également pour FM.

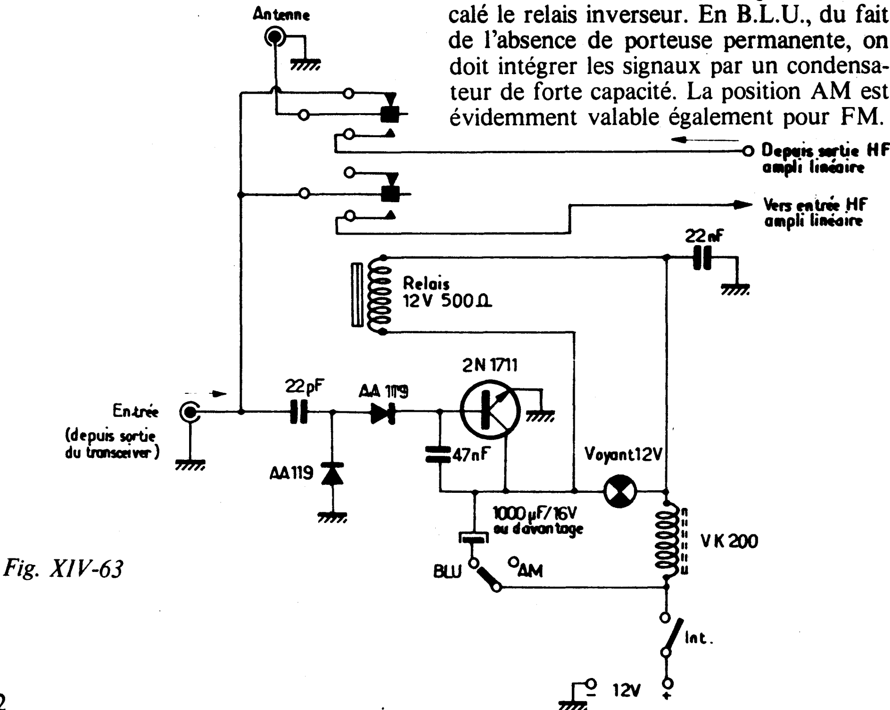


Fig. XIV-63

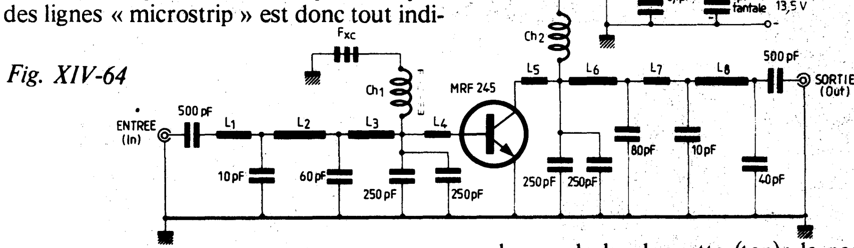
Amplificateur MRF 245
80 W - 145 MHz

La conception et la réalisation pratique des circuits accordés de l'amplificateur précédemment décrit (fig. XIV-60 et 61) sont **inspirées de la technologie « strip line »** ou lignes **« microstrip »** souvent employées pour les circuits imprimés VHF et UHF.

Une ligne à bandes parallèles dissymétriques « microstrip » se compose d'une bande métallique et d'une plaque métallique parallèles séparées par un diélectrique (solide ou air) ; la bande est obtenue sous forme de circuit imprimé (quel qu'en soit le procédé), ce qui permet une fabrication facile et l'introduction aisée de constantes localisées.

Les composants classiques habituels présentent en VHF (et à plus forte raison en UHF) des réactances parasites et il faut alors leur substituer des composants spéciaux ; les lignes « microstrip » permettent de diminuer le nombre de ces composants. En outre, ces lignes déterminent un accord sur **« large bande »** et leurs caractéristiques ne s'altèrent pas dans le temps. L'emploi des lignes « microstrip » est donc tout indiqué sur circuit imprimé et leur impédance caractéristique peut être choisie par simple modification des dimensions.

Fig. XIV-64



L'amplificateur 144-146 MHz que nous décrivons maintenant exploite véritablement et totalement cette récente technologie ; son schéma de principe est représenté sur la figure XIV-64 et il s'agit d'une communication de Tom Bishop (Motorola - Notice EB 46). Ce montage est plus particulièrement conçu pour les équipements mobiles en FM (amplificateur fonctionnant en classe C). Utilisé à la suite d'un transceiver délivrant 8 à 10 W - HF, il permet d'obtenir une puissance de sortie de l'ordre de 80 W, et ce à l'aide d'un seul transistor type MRF 245 Motorola. Par ailleurs, nous avons :

Ch_1 = bobine d'arrêt moulé 0,15 μH ou similaire ;

Ch_2 = 10 tours de fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm enroulés sur air, diamètre intérieur de 6 mm ;

Fxc = 3 perles de ferrite enfilées sur la connexion de Ch_1 aboutissant à la masse.

La figure XIV-65 représente en grandeur réelle (78 x 60 mm) le circuit imprimé à réaliser sur une plaquette à double face (époxy épaisseur 1,6 mm). Les lettres Q représentent l'emplacement des trous pour la fixation de la plaquette sur son radiateur ; on notera aussi les deux trous pour la fixation du transistor par sa bride (sur plaquette + radiateur), bride correspondant à la connexion « émetteur ». En outre, les points indiquent l'emplacement de rivets soudés qui relient électriquement les masses des deux faces de la plaquette. Tous les composants sont évidemment montés sur le dessus de la plaquette (top) ; la partie cuivrée du dessous comporte deux petits évidements (au-dessous d'une partie des lignes).

La figure XIV-66 indique les emplacements à respecter scrupuleusement pour la connexion des divers condensateurs. On peut donc considérer les inductances en « microstrip » comme présentant les longueurs suivantes : L_1 = 12 mm ; L_2 = 35 mm ; L_3 = 40 mm ; L_4 = L_5 = 3 mm ; L_6 = 27 mm ; L_7 = 8 mm ; L_8 = 30 mm.

Le circuit est fixé sur un radiateur en aluminium extrudé (105 x 76 mm), représenté par le cadre noir sur la figure XIV-65, par l'intermédiaire de quatre vis avec entretoi-

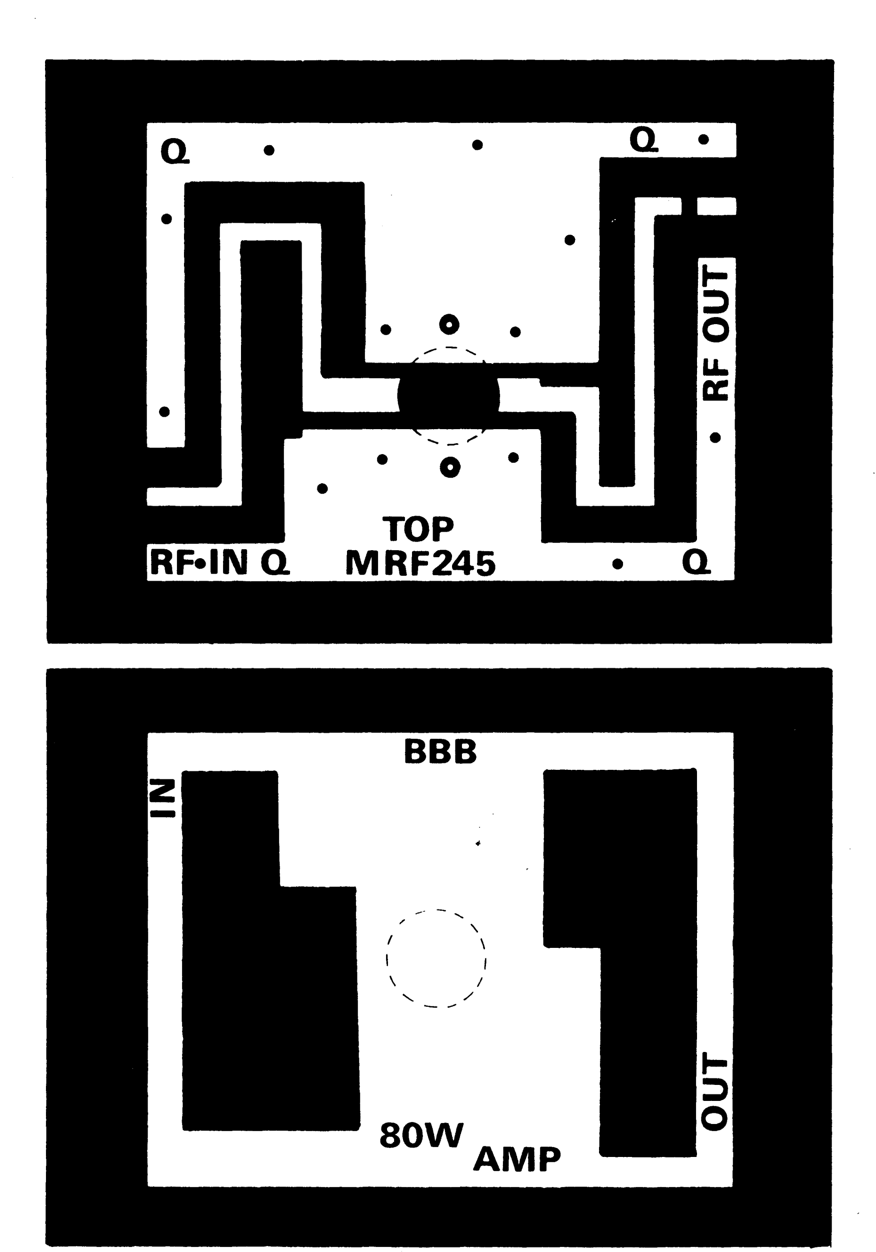


Fig. XIV-65

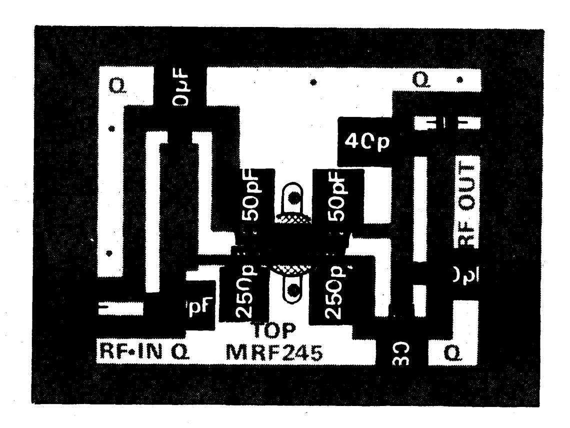


Fig. XIV-66

ses de 2 mm d'épaisseur. Le dessous du boîtier du transistor doit être en parfait contact mécanique avec le radiateur ; on peut améliorer ce contact par le dépôt d'une couche de compound thermique qui favorisera le refroidissement.

Entrée et sortie (impédance 52 Ω) sont constituées par des prises BNC ou SO 239 sur lesquelles aboutissent les condensateurs de liaison de 500 pF. En sortie, le second harmonique est à – 40 dB en puissance par rapport à la fréquence fondamentale.

Dans le cas de l'utilisation avec un transceiver, il faut évidemment réaliser les commutations habituelles, et pour cela, on pourra tout simplement adopter le montage déjà indiqué sur la figure XIV-63.

CHAPITRE XV

TECHNIQUE DES U.H.F.
ONDES DÉCIMÉTRIQUES ET CENTIMÉTRIQUES

§ 1. — Propriétés des micro-ondes

Augmentons encore la fréquence, abandonnons les ondes métriques et nous voici dans le domaine des ondes décimétriques et centimétriques. C'est surtout durant la guerre de 1939-1945 que ces micro-ondes ont pris un développement extraordinaire ; mais la « reconversion » a porté ses fruits, et dans l'industrie civile, leurs applications sont nombreuses.

Les ondes métriques peuvent être concentrées facilement. Il en est de même pour les ondes déci et centimétriques, que l'on peut projeter en un mince faisceau. On utilise pour cela un petit réflecteur parabolique, par exemple, ayant le dipôle rayonnant en son foyer. Notons que plus le diamètre du réflecteur est grand, plus le faisceau est délié et plus il est puissant.

A la réception, on constate que celle-ci est maximum, lorsque les dipôles émetteur et récepteur sont parallèles (même polarisation).

Divers matériaux, placés sur le trajet des micro-ondes, modifient la réponse du récepteur (certains sont plus ou moins opaques, d'autres se laissent facilement traverser).

D'autre part, la plupart des corps réfléchissent les hyperfréquences, même ceux qui sont considérés comme transparents aux micro-ondes. Comparativement, on conçoit très bien une vitre se laissant traverser par la lumière, mais qui, sous une certaine incidence réfléchit les rayons lumineux.

§ 2. — Oscillateur U.H.F. d'expérience

Pour nous familiariser avec les U.H.F., la technique spéciale qui s'y rattache, les circuits accordés à cavités résonnantes, etc. nous pouvons réaliser le petit oscillateur dont la description suit.

Les cavités résonnantes sont, nous le savons, d'un emploi fréquent sur U.H.F. ; nous les retrouvons encore dans les tubes-phares ou « light-house tubes » (1), dénommés ainsi à cause de leur ressemblance avec les tours surmontées d'un fanal placées le long du littoral.

Dans certaines lampes, construites par la G.E.C., les cavités résonnantes (tubes métalliques) sont incorporées au tube triode (cavités résonnantes latérales). Dans un certain type, par exemple, la distance grille-cathode est de 0,07 mm ; la distance plaque-grille de 0,5 mm ; tension d'anode : 200 à 300 volts ; puissance utile : 0,5 watt sur $\lambda = 8$ cm ; pente : 6,5 mA/V.

On emploie ordinairement ces tubes pour l'oscillateur local de certains récepteurs. Néanmoins, on peut utiliser une lampe-phare pour la réalisation d'un petit émetteur d'expérimentation, en employant, par exemple, le type 2 C 43, qui donne un watt utile sur $\lambda = 10$ cm, pour une tension anodique de 250 volts.

Une vis métallique, que l'on enfonce plus ou moins dans l'intérieur des cavités réson-

(1) Ces tubes portent également le nom de « tubes à disques scellés »

nantes, permet de régler la réaction entre circuit anodique et circuit de filament.

On voit que la constitution de ces lampes diffère beaucoup des tubes classiques ; elles ont des électrodes planes sorties latéralement : plaque en bout, grille au milieu, cathode et filament sur le culot (fig. XV-1).

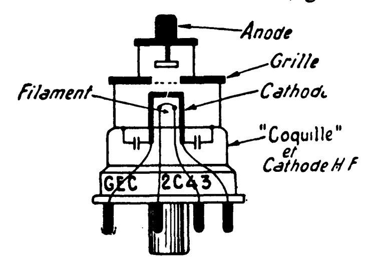


Fig. XV-1

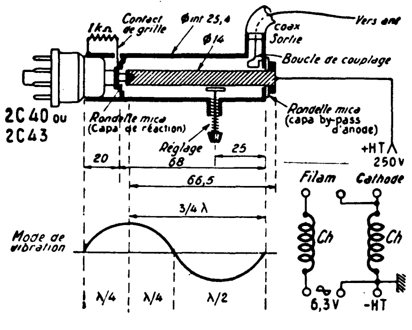


Fig. XV-2

D'autre part, la figure XV-2 nous montre un montage d'oscillateur utilisant un tube-phare 2 C 40 ou 2 C 43 associé à ses cavités résonnantes tubulaires concentriques. Cet oscillateur convient pour la bande 2 300 MHz (λ = 13 cm); les dimensions données sur la figure sont indiquées en millimètres. Comme le montre le dessin, par leurs dimensions, les cavités résonnantes concentriques vibrent en 3/4 d'onde ; une vis de réglage permet de parfaire l'accord (1).

(1) — Naturellement, un tube-phare peut être utilisé également pour la production de fréquences moins élevées (144, 420 MHz); montage oscillateur classique à lignes parallèles 1/4 λ. Mais ces tubes n'ont pas été créés pour cela.

§ 3. — Montages pour la bande U.H.F. « amateurs » 430-440 MHz

I. — Adaptateur-récepteur 430 MHz à transistors

Il est certain que sur U.H.F. en général, et dans la bande 430 MHz en particulier, les difficultés d'ordre mécanique tendent à prendre le pas sur celles d'ordre électrique ou électronique. Aussi, des amateurs futés se sont demandé si leur tâche ne pourrait pas être facilitée en modifiant un **tuner U.H.F. de télévision** qui, puisque fonctionnant correctement de 470 à 862 MHz, pourrait sans doute être utilisé pour la réception dans la bande OM 430/440 MHz. Des essais furent entrepris et ce fut le succès.

Reportons-nous à la figure XV-3. En haut, le schéma complet est précisément celui d'un tuner U.H.F. à transistors pour T.V. ; en vérité, si l'on examine les schémas des tuners des diverses marques présentes sur le marché, on est surpris de leur ressemblance, à quelques détails mineurs près. C'est que, en réalité, il n'y a pas tellement de façons de faire un bon tuner U.H.F. ! En définitive, quelle que soit la marque choisie, le schéma pourra donc toujours se ramener, à peu de chose près, à celui que nous représentons.

Notons cependant que certains types de tuners U.H.F. sont à séparations **inclinées,** si bien que les compartiments 1 et 5 sont plus petits, ce qui est un inconvénient pour le compartiment 1 avec la modification que l'on se propose de faire. Il convient donc de choisir un modèle avec séparations **verticales** (comme sur la figure), ce qui donne un compartiment 1 notamment, de la même hauteur que les autres.

Dans cet ouvrage, notre propos n'est pas d'analyser en détails le fonctionement d'un tuner U.H.F. pour télévision. Néanmoins, avant d'examiner les modifications à apporter, il convient de rappeler très brièvement les rôles des circuits et étages.

Le transistor Q_1 (AF 139, AF 239, ou similaire) fonctionne en amplificateur en base commune, entrée sur l'émetteur (com-

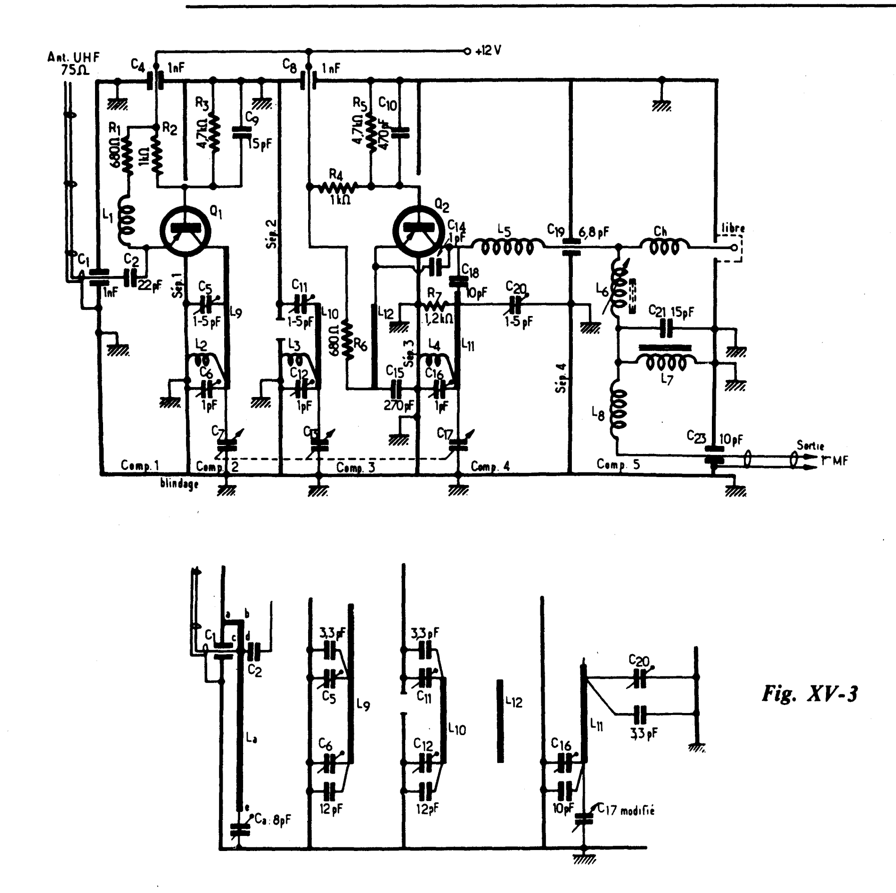


Fig. XV-3

partiment 1) ; la ligne accordée L_9 du collecteur se trouve dans le compartiment 2. Dans le compartiment 3, nous avons la ligne accordée L_{10} constituant le secondaire du filtre de bande, L_9 en étant le primaire. Le couplage entre ces deux circuits est effectué par une ouverture dans la séparation 2 ; dans certains modèles, le couplage est effectué par une boucle passant d'un compartiment à l'autre, ce qui revient au même.

La liaison au transistor Q_2 est obtenue par la ligne L_{12} (parallèle à L_{10}).

Le transistor Q_2 (AF139, AF239, ou similaire) fonctionne en changeur de fréquence, c'est-à-dire à la fois en mélangeur et en oscillateur. Le signal U.H.F. amplifié est appliqué sur l'émetteur par L_{12}. L'oscillation est par ailleurs obtenue par couplage entre émetteur et collecteur effectué par C_{14}. Le réglage de l'oscillateur s'opère par la ligne accordée L_{11}. La bobine d'arrêt L_5 bloque les signaux U.H.F., mais laisse passer les signaux M.F. Le filtre de bande M.F. en T est composé des éléments C_{19}, L_6, C_{21}, L_7, L_8 et C_{23} ; cette sortie M.F. s'effectue en basse impédance.

Les lignes L_9, L_{10} et L_{11} sont accordées pour l'exploration de la bande U.H.F./T.V. par un condensateur variable à trois cages jumelées C_7, C_{13} et C_{17}.

Enfin, pour que l'on puisse bien s'y retrouver, donnons les caractéristiques

approximatives des bobinages et leur fonction :

$L_1 = L_5$ = 10 spires, fil 4/10 de mm (bobines d'arrêt) ;

$L_2 = L_3$ = 5 spires, même fil (bobines d'arrêt) ;

L_4 = 3 spires, même fil (bobine d'arrêt) ;

L_6 = 8,5 spires, fil 25/100 de mm (avec noyau réglable) ;

L_7 = 28 spires, fil 4/10 de mm sur ferrite ;

L_8 = 10 spires, même fil ;

L_9, L_{10}, L_{11} et L_{12} = lignes accordées en fil de cuivre argenté de 12 à 16/10 de mm ;

Ch = bobine d'arrêt (quelques tours).

Avant d'aborder les transformations à effectuer, voyons maintenant les problèmes à résoudre et leurs solutions.

Les tuners U.H.F. pour télévision couvrent la bande 470 à 862 MHz. Par contre, la bande U.H.F. « amateurs » va de 430 à 440 MHz, soit 10 MHz seulement ; de plus, la portion la plus utilisée va de 432 à 438 MHz (parce qu'étant l'harmonique 3 de la bande 144 à 146 MHz), soit 6 MHz. En conséquence, après avoir amené les lignes accordées en résonance sur la fréquence convenable, la variation de l'accord de ces lignes n'est pas nécessaire, car du fait de l'amortissement, la bande passante est supérieure à 10 MHz. Donc, seul l'*oscillateur* doit être variable, et les autres circuits seront accordés de façon fixe vers 435 MHz.

Du point de vue procédé de réception, deux solutions sont possibles :

a) Avec oscillateur fixe réglé sur 410 MHz et réception en « 1re M.F. variable » par le récepteur faisant suite entre 20 et 30 MHz, ou entre 22 et 28 MHz dans le cas de la bande réduite.

b) Avec oscillateur variable (C_{17} commandé par un démultiplicateur) entre 402 et 412 MHz et sortie en « 1er M.F. constante » sur 28 MHz, le récepteur faisant suite étant calé sur cette fréquence.

Nous ne dissimulerons pas notre faible pour la seconde solution, et nous en arrivons aux modifications à effectuer.

1° En ce qui concerne le condensateur variable, il faut enlever toutes les lames mobiles des cages C_7 et C_{13}.

2° Sur la cage C_{17} correspondant à l'oscillateur, nous enlevons également des lames mobiles, mais nous en laissons *deux*.

En parallèle sur C_{20}, nous soudons un condensateur fixe de 3,3 pF, et en parallèle sur C_{16}, plaçons un condensateur de 10 pF. Ainsi modifié, l'oscillateur peut couvrir une bande de l'ordre de 10 MHz.

Les modifications à effectuer sont schématisées au bas de la figure XV-3, en regard des compartiments intéressés.

3° Compartiments 2 et 3 ; filtre de bande L_9, L_{10} : ajoutons un condensateur de 3,3 pF en parallèle sur C_5 et sur C_{11} ; soudons un condensateur de 12 pF en parallèle sur C_6 et sur C_{12}.

Après un ré-alignement, le tuner fonctionne déjà très bien ainsi. Néanmoins, on peut encore l'améliorer en montant un circuit d'entrée-antenne accordé (ce circuit étant apériodique, ou presque, dans la plupart des tuners). C'est le but de la quatrième opération que voici :

4° Dans le compartiment 1, ajoutons une ligne accordée L_a. Il s'agit d'un fil de cuivre argenté de 16/10 de mm d'une longueur totale *ae* = 62 mm. Cette ligne est soudée en *a* à la masse du boîtier, et pliée à angle droit en *b*, de sorte que *ab* = 12 mm. L'antenne est soudée en *c* (*bc* = 15 mm) et le condensateur C_2 de liaison est soudé en *d* (*cd* = 4 mm). La ligne L_a est accordée par un condensateur ajustable à piston C_a (0,6/8 pF) soudé entre l'extrémité *e* et la masse.

L'alimentation du tuner se fait sous une tension de + 12 volts (« moins » à la masse) ; la consommation est de l'ordre de 8 à 10 mA. En conséquence, il est également possible d'alimenter le tuner à partir de la haute tension 250 V du récepteur faisant suite ; il suffit d'intercaler en série une résistance de 3 watts de l'ordre de 27 kΩ. Bien vérifier la tension d'alimentation de 12 V, et le cas échéant, agir sur la valeur de la résistance.

Les transformations étant achevées, il est évidemment impératif de ré-aligner le tuner. On procèdera comme suit :

a) Accorder le récepteur faisant suite sur 28 MHz et régler le noyau de L_6 pour l'obtention du maximum de bruit de fond.

b) Si l'on ne dispose pas d'un générateur U.H.F. réglable sur 432 MHz, mettre en fonctionnement l'émetteur 432 MHz (sans antenne, sur résistance de charge), ou bien l'émetteur 144 MHz (également sans antenne, sur résistance de charge), le rayonnement de l'harmonique 3 étant suffisant.

c) Par la manœuvre de C_{17} (commandé par son démultiplicateur), rechercher à obtenir la réception ; éventuellement, agir sur C_{16} et C_{20}, pour obtenir cette réception, C_{17} étant presque en capacité maximum. Pour 432 MHz et 1re M.F. sur 28 MHz, nous avons l'oscillateur sur 404 MHz.

Vérifier que l'on peut bien atteindre 438 MHz en réduisant la capacité de C_{17}. Pour 438 MHz et 1re M.F. sur 28 MHz, nous avons l'oscillateur sur 410 MHz.

Rappelons l'autre procédé de réception par « 1re M.F. variable », avec oscillateur fixe calé sur 410 MHz : bande complète de 430 à 440 MHz par manœuvre du récepteur de 20 à 30 MHz ; bande réduite de 432 à 438 MHz par manœuvre du récepteur de 22 à 28 MHz.

d) Rayonner un signal sur 435 MHz (milieu de bande) ; le recevoir par l'un des deux procédés ci-dessus, c'est-à-dire :

Soit 1re M.F. fixe sur 28 MHz et recherche par réglage de C_{17} (oscillation sur 407 MHz) ;

Soit oscillateur fixe sur 410 MHz et accord du récepteur sur 25 MHz.

Puis accorder C_{12}, C_6 et C_a pour l'obtention de l'audition maximale (contrôle par le « S mètre » du récepteur).

Attention ! Pour le réglage optimum de C_a, il est préférable que l'antenne U.H.F. soit branchée à l'entrée du tuner. Si l'on ne dispose pas d'un générateur U.H.F. et que l'on utilise un émetteur (même sur antenne fictive) comme nous l'avons indiqué, il est possible que le signal incident soit trop puissant et entraîne, de ce fait, la destruction du transistor Q_1 notamment. Aussi, avant de brancher l'antenne à l'entrée du tuner, il sera prudent, soit de réduire la puissance de l'émetteur, soit de l'éloigner notablement, soit de placer un ou plusieurs atténuateurs coaxiaux (type télévision) entre l'arrivée d'antenne et le tuner.

•

II. — Convertisseur 432 MHz à lignes

Le convertisseur que nous allons décrire utilise deux transistors à effet de champ (F.E.T.) pour la section amplificatrice U.H.F. ($Q_1 + Q_2$) et quatre transistors NPN pour l'étage mélangeur et la chaîne oscillatrice multiplicatrice de fréquence (fig. XV-4). Ainsi, un facteur de bruit de l'ordre de 3,5 à 4 dB seulement est obtenu. Cette réalisation est extraite de « Ham-Radio » ; examinons-la maintenant en détail.

La partie du haut de la figure représente l'amplificateur U.H.F. à deux étages avec les F.E.T. Q_1 et Q_2 montés en « gate » à la masse (entrée sur la source) ; il s'agit de transistors du type 2 N 5397 ou 2 N 4416. Cette façon de faire ne donne peut-être pas le meilleur gain, mais assure un fonctionnement très stable sans avoir recours au neutrodynage.

Les circuits accordés L_1-C_1, L_2-C_2, L_3-C_3, L_4-C_4, L_5-C_5, L_{10}-C_6 sont constitués par des condensateurs ajustables pistons à air C de 8 pF et des lignes en épingle à cheveux (bande de cuivre de 55 mm de long et de 6 mm de large), éléments installés comme le montre la figure XV-5. Les condensateurs de traversée ont une capacité de 500 à 1 000 pF (condensateurs BP) ; l'espacement d'axe en axe entre ces condensateurs de traversée et les condensateurs ajustables C de 8 pF est de 15 mm. D'autre part, du point de vue couplage entre circuits, disons que l'espacement entre axes des condensateurs ajustables est le suivant : C_2 C_3 = 20 mm ; C_4 C_5 = 20 mm.

Les condensateurs de traversée correspondant, c'est-à-dire BP_5 et BP_6 d'une part, BP_7 et BP_{10} d'autre part, sont également distants de 20 mm d'axe en axe. De cette façon, les lignes $L_2 + L_3$ d'une part, $L_4 + L_5$

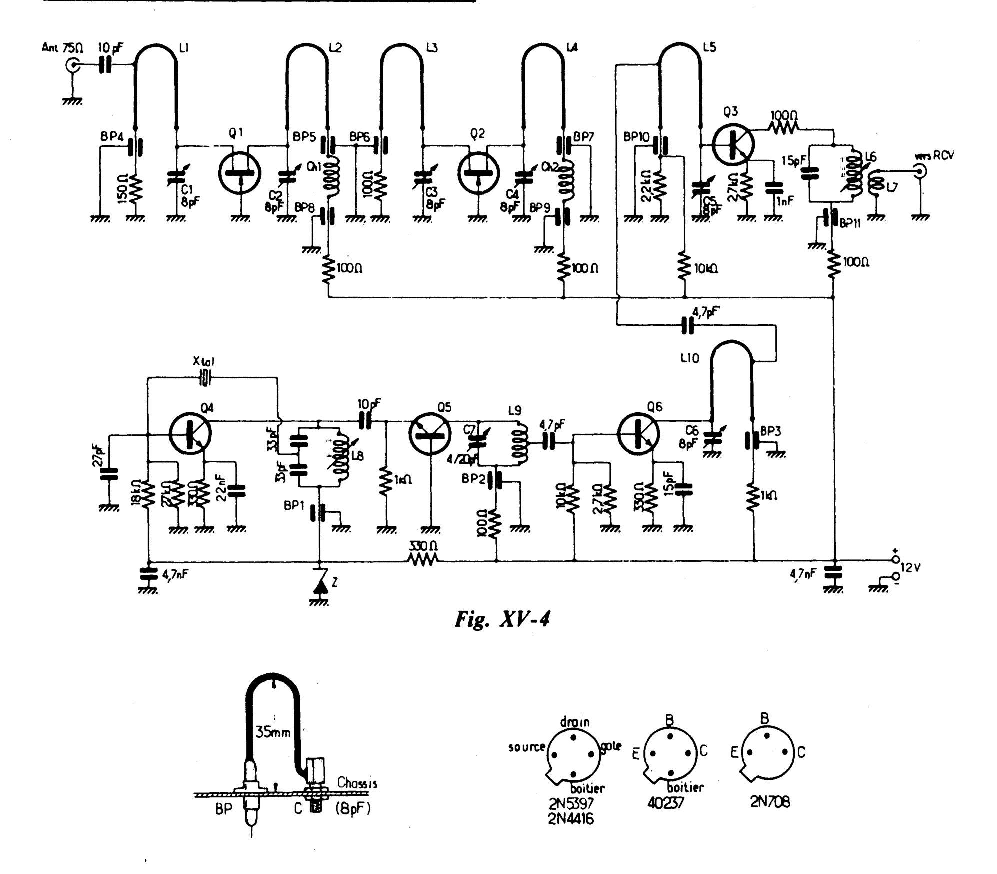


Fig. XV-4

Fig. XV-5

d'autre part, auront leurs plans bien parallèles et présenteront le couplage requis.

Bien que le couplage entre L_{10} et L_5 soit capacitif (condensateur de 4,7 pF), il importe que cette connexion soit très courte.

La figure XV-5 montre en outre les brochages des transistors utilisés.

L'étage mélangeur comporte un transistor Q_3 du type 40237 de R.C.A.

L'oscillateur utilise un transistor Q_4 (type 2 N 708) avec quartz overtone 45 MHz ; le circuit accordé de collecteur L_8 présente un point médian capacitif apportant la réaction nécessaire au démarrage du quartz. L'alimentation de cet étage s'effectue sous une tension stabilisée de 10 volts par une diode Zener de type BZY 88/C10 (alimentation générale = 12 V).

L'étage suivant, en base commune, comporte un autre transistor 2 N 708 (Q_5) et fonctionne en tripleur de fréquence (circuit L_9 accordé sur 135 MHz). Puis, un nouvel étage tripleur de fréquence avec transistor Q_6 (type 40237 de R.C.A.) monté en émetteur commun, a son circuit de collecteur L_{10}-C_6 accordé sur 405 MHz.

La fréquence de réception de 432 MHz correspond donc à la fréquence 27 MHz à la sortie de l'étage mélangeur Q_3, fréquence qui est mise en évidence par le circuit accordé L_6 ; une résistance en série de 100 Ω (au ras du collecteur) évite les instabilités et amortit le circuit accordé de sor-

tie... lequel ne doit précisément pas être trop sélectif. En effet, en faisant varier le réglage du récepteur faisant suite de 27 à 30 MHz, on couvre la bande de 432 à 435 MHz.

Il est intéressant de réaliser l'ensemble sur une plaque en epoxy de 150 × 110 mm, cuivrée sur une face (partie utilisée comme masse).

Caractéristiques des bobinages :

Nous avons déjà donné les caractéristiques de fabrication des lignes en épingle à cheveux. Ajoutons que la prise d'antenne 75 Ω aboutit sur L_1 à 1 cm de BP_4. La prise sur L_{10} est effectuée à 1 cm de BP_3 et aboutit sur L_5 à 1 cm de BP_{10}.

Par ailleurs, nous avons :

L_6 = 18 tours jointifs, fil de cuivre émaillé de 3 à 4/10 de mm, sur mandrin de 5 mm à noyau de ferrite réglable (à accorder vers 28,5 MHz).

L_7 = 3 tours, même fil passé dans une gaine thermoplastique, enroulé par-dessus L_6 côté alimentation.

L_8 = 12 tours jointifs, même fil, même type de mandrin ; accorder le noyau pour obtenir une oscillation franche du quartz 45 MHz.

L_9 = 6 tours de fil de cuivre nu poli de 12/10 de mm sur air, diamètre intérieur de 5 mm ; espacement entre spires égal au diamètre du fil ; prise à 1 tour du sommet ; accord par C_7 sur 135 MHz.

La procédure de mise au point générale est la suivante : Après avoir réglé L_8 pour obtenir l'oscillation du quartz 45 MHz, ajuster C_7 pour un maximum de signal sur 135 MHz et C_6 pour un maximum de signal sur 405 MHz.

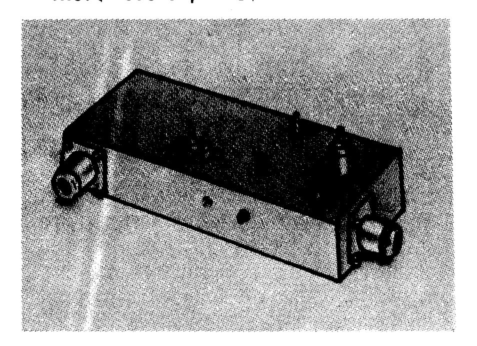
A l'aide d'une portion de câble coaxial, relier la sortie de l'adaptateur à l'entrée du récepteur principal accordé vers 28,5 MHz ; accorder L_6 pour l'obtention du maximum de bruit de fond.

Enfin, en s'aidant d'un signal dans la bande 432 MHz (ou de l'harmonique 3 de l'émetteur 144 MHz), régler successivement C_5 C_6, puis C_4 - C_3 - C_2 et C_1 (antenne branchée) pour l'obtention de la réception maximale de ce signal.

•

III. — Multiplicateur de fréquence à varactor

C'est le procédé de multiplication de fréquence le plus couramment employé actuellement sur U.H.F. Nous avons déjà étudié les multiplicateurs à varactor (diode spéciale à capacité variable) au cours du paragraphe 9 du chapitre II ; nous prions le lecteur de bien vouloir s'y reporter. Une réalisation **pratique** de tripleur de fréquence est également décrite (fig. II-13) ; ce montage est donné pour 155/465 MHz, mais on peut l'accorder sur 144/432 MHz (avec L_2, C_3 sur 288 MHz — harmonique 2). La figure XV-6 montre l'aspect de cette réalisation R.T.C. dont nous allons rencontrer une application ci-après.



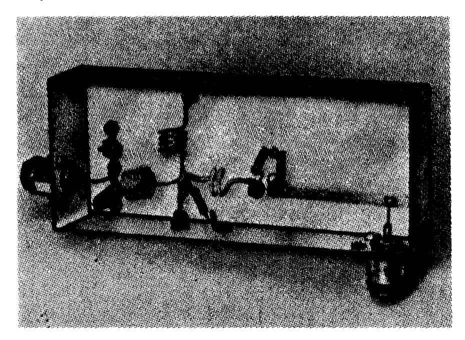


Fig. XV-6

IV. — Émetteurs 432 MHz à semi-conducteurs

Pour la réalisation des émetteurs 432 MHz à semi-conducteurs, une solution fréquemment employée présentement consiste à utiliser un émetteur 144 MHz à transistors (voir les montages du chapitre XIV, § 5) et à le faire suivre d'un tripleur de fréquence à varactor comme celui qui a été décrit au chapitre II, § 9 (fig. II-13) et que nous avons revu précédemment avec la figure XV-6.

Rappelons que ce multiplicateur peut s'accorder sur 144/432 MHz. La fréquence de sortie est donc dans la bande 432 MHz et la puissance de sortie U.H.F. est environ les deux tiers de la puissance du signal 144 MHz appliqué à l'entrée.

Le varactor BAY66, utilisé dans le tripleur de fréquence proposé, admet une puissance d'entrée de 10 watts. En cas de puissance supérieure, il convient évidemment de choisir un varactor approprié. On se souviendra que le varactor se trouve ainsi excité par un signal V.H.F. *modulé,* et que s'il s'agit d'une modulation *en amplitude,* le varactor employé devra pouvoir admettre une puissance quatre fois supérieure à la puissance appliquée à l'entrée en régime de porteuse, puissance qui sera atteinte dans les pointes de modulation.

sionné pour une impédance d'entrée de l'ordre de 50 Ω :

C_1 = variable miniature 100 pF.

C_2 = 18 pF ajustable à air.

L_1 = 6 spires, fil argenté 15/10 mm, diamètre 7 mm, longueur 14 mm.

V = BAY96 Radiotechnique RTC.

R = 100 kΩ - 1/2 W.

Le circuit idler accordé sur 288 MHz comprend :

C_3 = 18 pF ajustable à air.

L_2 = 2 spires, fil argenté 15/10 mm, diamètre 7 mm, longueur 14 mm.

Le circuit de sortie dimensionné pour une impédance de 50 Ω environ se compose de :

L_3 = 3/4 spire, fil argenté de 15/10 mm, diamètre 8 mm, longueur 8 mm.

C_4, C_5 = 18 pF, ajustables à air.

On notera que les bobines sont « en l'air » et soudées directement sur les composants, à savoir : L_1 entre C_2 et V, L_2 entre C_3 et V et L_3 entre C_4 et V. Les longueurs étant données, il sera facile de faire la répartition des composants autour du varactor.

On commencera par insérer entre l'émetteur (ou le générateur) 144 MHz et le tripleur, un mesureur d'ondes stationnaires.

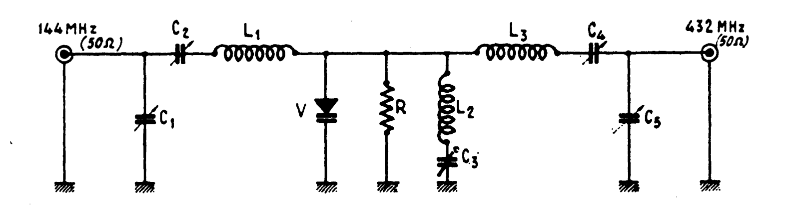


Fig. XV-7

Dans cet esprit, nous donnons un autre exemple de montage représenté sur la figure XV-7 ; son rendement est légèrement supérieur et il peut restituer 30 watts sur 432 MHz pour une puissance appliquée de 40 watts sur 144 MHz. Le varactor utilisé est du type BAY96 de la R.T.C.

Le circuit d'entrée C_1-C_2 L_1 a été dimen-

La charge de sortie ne sera pas omise. La puissance appliquée au début sera réduite à quelques watts et C_1-C_2 réglés pour un minimum d'ondes stationnaires. C_4 et C_5 sont ajustés pour un maximum de puissance de sortie, ainsi que C_3, et on reprendra plusieurs fois successives les réglages dans cet ordre.

Outre les *accords d'entrée* et de sortie obtenus respectivement par C_1-C_2 et C_4-C_5, les rapports des capacités C_1-C_2 et C_5-C_4 permettent donc d'obtenir une adaptation des impédances (réglages à la manière de tout circuit en π).

On pourra augmenter progressivement la puissance d'excitation et retoucher éventuellement les réglages toujours dans le même ordre, en recherchant une puissance de sortie maximum. En fonctionnement intermittent, comme en télégraphie, la puissance appliquée pourrait être portée à 60 watts sans risque et la puissance utile de sortie atteindrait environ 40 W.

La procédure de mise au point exposée ci-dessus est applicable à tous les étages multiplicateurs à varactor.

Dans le cas particulier du montage proposé, et lorsque cet étage tripleur est au point, C_1 est très peu fermé, C_2 est à mi-valeur, C_3 est au tiers, C_4 est presque ouvert et C_5 est proche de sa capacité maximale.

Du point de vue « alimentation » (si l'on peut dire) d'un multiplicateur à varactor, il n'y a aucun problème, tout étant « retourné » à la masse !

(Bibliographie : UKW-Berichte *et* La Radiotechnique R.T.C.)

V. — Multiplicateur de fréquence à transistor

Outre, le multiplicateur de fréquence à varactor, on peut néanmoins utiliser le multiplicateur de fréquence à transistor. Ce procédé a également été examiné au chapitre II, § 9 ; rappelons qu'il consiste à utiliser la variation non-linéaire de la capacité « base-collecteur » d'un transistor.

Un montage de ce genre est représenté sur la figure XV-8 ; il utilise un transistor Q_1 du type BLY 20, BLY 21, ou BLY 37.

Les conditions de fonctionnement sont les suivantes : entrée 144 MHz, 1 W, impédance 50 Ω ; sortie 432 MHz, 4,6 W, impédance 50 Ω ; I_B = 48 mA ; V_{BE} = — 0,13 V ; I_c = 400 mA, pour alimentation à 32 V.

Les self-inductances ont pour caractéristiques :

L_1 = 45 mm de fil de cuivre rectiligne de 12/10 de mm ;

L_2 = L_3 = bobine d'arrêt sur ferrite, type VK 200-10/3 B de la R.T.C. ;

L_4 = 23 tours, fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm, diamètre 3,5 mm ;

L_5 = 2 tours, fil de cuivre de 12/10 de mm, diamètre 11 mm (accord sur l'harmonique 2 par 30 pF ajustable en série — 288 MHz) ;

L_6 = bande de cuivre de 50 × 4 × 1,5 mm, à une distance de 8 mm du châssis ;

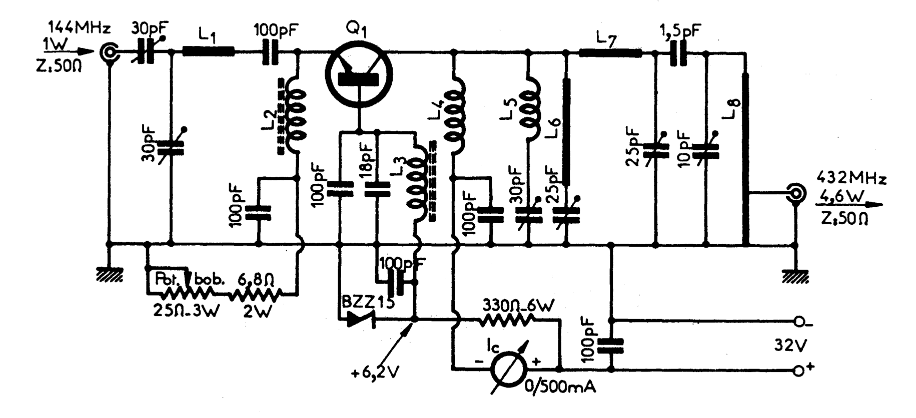


Fig. XV-8

L_7 = bande de cuivre de 23 × 4 × 1,5 mm, à une distance de 8 mm du châssis ;

L_8 = bande de cuivre de 60 × 4 × 1,5 mm, à une distance de 8 mm du châssis, prise de sortie à 15 mm de la masse.

Cette construction a été conduite d'après les « Notes d'Applications », référence 801-7-66 de la R.T.C.

•

VI. — Emetteur 432 MHz 200 mW modulé en fréquence

Dans ce chapitre consacré aux U.H.F., nous devons signaler qu'un émetteur 432 MHz, de faible puissance (200 mW), modulé en fréquence, est décrit au chapitre traitant de ce type de modulation (chapitre XVI, § 2-IV).

•

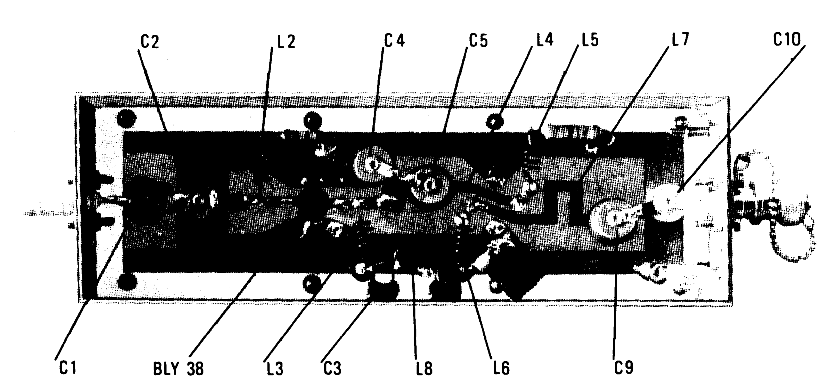
VII. — Amplificateur de puissance U.H.F. 6 W

Ce montage tiré des « Notes d'Applications » RNA 105 de la R.T.C., comporte deux transistors : Q_1 = BLY 38 en driver et Q_2 = BLY 53 en sortie. Il permet d'obtenir 6 watts à 470 MHz pour une puissance d'entrée de 300 mW. Bien entendu, il peut tout aussi bien être accordé dans la bande 432 MHz.

La particularité de ce montage amplificateur est d'être réalisé entièrement sur un circuit imprimé 190 × 60 × 30 mm. Les inductances de couplage sont imprimées et les autres éléments sont montés directement sur le circuit (voir figure XV-9).

Le schéma électrique est représenté sur la figure XV-10. Le gain du transistor de sortie Q_2 est amélioré par l'effet d'une inductance mutuelle M entre collecteur et base. Si cette inductance est négative et telle qu'elle compense en partie l'effet de l'inductance d'émetteur, le gain en puissance augmente. On réalise cette inductance mutuelle entre collecteur et base par un dessin approprié du circuit imprimé comme le montre en détail la figure XV-11.

Les essais suivants font la preuve des qualités de l'ensemble dans le cas de désadaptation à la sortie. Le montage est dans



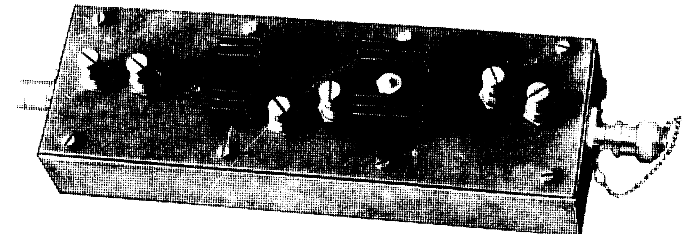


Fig. XV-9

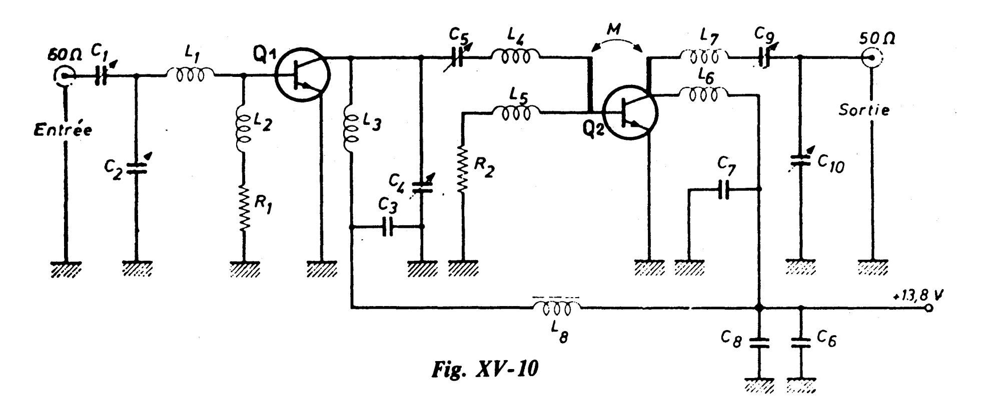


Fig. XV-10

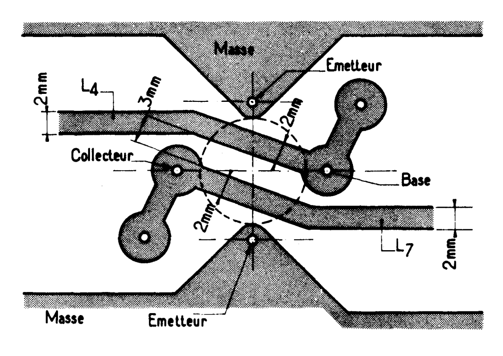


Fig. XV-11

les conditions initiales normales : puissance d'entrée = 0,3 W ; puissance de sortie U.H.F. = 6 W ; tension d'alimentation = 13,8 V.

Premier essai : La charge est court-circuitée ; le courant d'alimentation monte à 840 mA (soit 11,6 W de dissipation). Deuxième essai : Partant des mêmes conditions initiales, la charge est enlevée ; le courant d'alimentation passe à 690 mA (soit 9,5 W de dissipation).

Ces deux conditions extrêmes de désadaptation ont été répétées de nombreuses fois sans entraîner de dommage pour le transistor de sortie.

Caractéristiques des composants :

$C_1 = C_2 = C_4 = C_5 = C_9 = C_{10}$ = 0,7 à 14 pF ajustables concentriques air ;

$C_3 = C_7$ = 220 pF mica ;

C_6 = 47 nF papier ;

C_8 = 1,5 nF céramique ;

R_1 = 10 Ω, 0,4 W ;

R_2 = 4,7 Ω, 0,4 W ;

L_1 = environ 5 nH, circuit imprimé ;

L_4 = environ 9 nH, circuit imprimé ;

L_7 = environ 22 nH, circuit imprimé ;

$L_2 = L_3 = L_5 = L_6$ = bobine d'arrêt : 4 tours de fil de cuivre de 8/10 de mm ; diamètre intérieur de 5 mm ;

L_8 = bobine d'arrêt type VK 200. 10/4 B de la R.T.C.

Le rendement global de cet amplificateur est de l'ordre de 60 %.

•

VIII. — Amplificateur de puissance U.H.F. 8 W

Ce montage tiré des Notes d'Applications RNA 108 de la R.T.C., est similaire à la réalisation précédente, mais d'une puissance supérieure (8 W) ; il comporte trois étages :

Q_1 = BLY 38 en pré-driver ;

Q_2 = BLY 53 en driver ;

Q_3 = BLY 53 en sortie ;

Puissance U.H.F. de sortie de 8 watts pour une puissance d'entrée de 350 mW.

L'ensemble est réalisé sur un circuit imprimé ; les inductances de liaison inter-étages sont imprimées et ajustées par un fil de court-circuit soudé. Cette construction

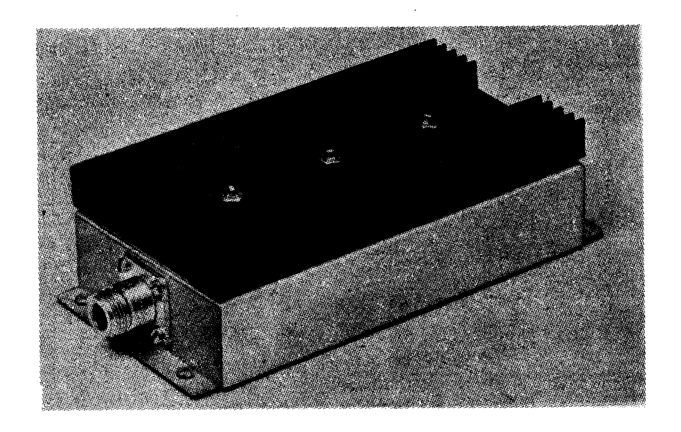
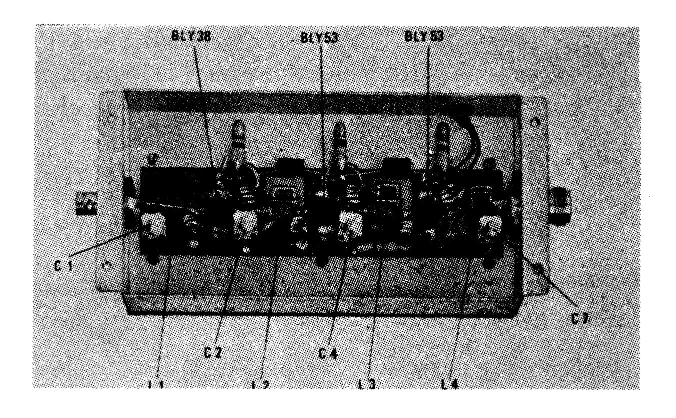


Fig. XV-12



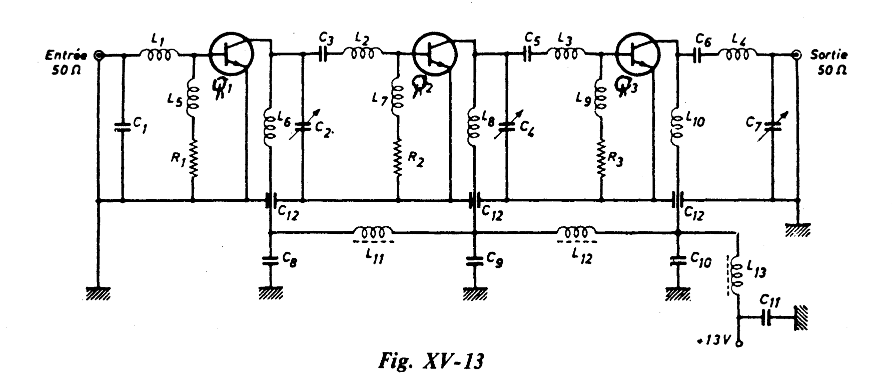


Fig. XV-13

est représentée sur la figure XV-12, alors que la figure XV-13 montre le schéma électrique.

Le tableau ci-dessous rend compte des mesures et résultats obtenus sur la maquette pour une tension d'alimentation de 13 volts et à la fréquence de 470 MHz (rendement global de 47 %).

Etage	P_i (W)	P_o (W)	I_c (A)	I_o (A)	T_j (°C)
Q_1	0,3	1,5	0,37	0,118	10
Q_2	1,5	3,5	1,14	0,360	40
Q_3	3,5	8	2,7	0,850	95

Caractéristiques des composants :

L_1 = self — inductance imprimée 30 nH (ajustée par le court-circuit d'une partie) ;

L_2 = self — inductance imprimée 25 nH (ajustée par le court-circuit d'une partie) ;

L_3 = self — inductance imprimée 18 nH ajustée par le court-circuit d'une partie) ;

L_4 = self — inductance imprimée 8 nH (ajustée par le court-circuit d'une partie) ;

$L_5 = L_6 = L_7$ = 3 tours fil en 50/100 émaillé Ø 4 mm ;

$L_8 = L_9 = L_{10}$ = 4 tours fil en 50/100 émaillé Ø 4 mm ;

$L_{11} = L_{12} = L_{13}$ = VK 200 10/4 B (R.T.C.) ;

$C_3 = C_5 = C_6$ = 10 pF mica argenté Richard et Jahre (réf. : 49-44-4) ;

$C_1 = C_2 = C_4 = C_7$ = ajustable à air Jackson 3 à 14 pF (réf. : 5440-14) ; (C_7 a une capacité de 10 pF en parallèle) ;

$C_8 = C_9 = C_{10}$ = 3,3 nF céramique (R.T.C.) ;

C_{11} = 47 nF papier (P.O.M.) ;

C_{12} = 470 pF traversée LOC (réf. : DBX 30) ;

R_1 = 22 Ω, 1/4 W ;

R_2 = 10 Ω, 1/4 W ;

R_3 = 5 Ω, 1/2 W.

Comme dans le cas de la maquette précédente, il va sans dire qu'elle peut être réalisée et accordée pour la bande 432 MHz.

Un meilleur rendement, donc une plus grande puissance U.H.F. de sortie peut être obtenue par l'utilisation pour Q_3 d'un transistor du type BLX 68 ou BLX 69.

•

IX. — Amplificateur U.H.F. de puissance (16 W)

D'après la note d'application RNA 112 de la R.T.C., voici la description d'un amplificateur de puissance U.H.F. qui utilise les transistors suivants : Étage pré-driver = BLY 38 ; étage driver = BLY 53 ; étage de sortie = 2 × BLY 53 en parallèle.

Pour une puissance d'entrée de 300 à 400 mW seulement, on peut obtenir comme puissance de sortie : 10 watts pour 11 volts d'alimentation ; 16 watts pour 14 volts d'alimentation (mesures faites à 465 MHz). Pour cette tension de 14 V, la consommation totale est de 2,2 A ; le gain global est de 16,1 dB avec un rendement de 52 %. A titre indicatif, la puissance demandée à l'entrée de l'étage driver (Q_2) est 5,5 W.

Le schéma de cet amplificateur U.H.F. est représenté sur la figure XV-14.

Tous les circuits accordés ont une structure de filtre en L du type passe-bas : Abaisseur d'impédance lorsque la capacité shunt est en tête ; élévateur d'impédance lorsque la capacité shunt est en sortie. En outre, afin d'augmenter la sélectivité de ces circuits et de permettre un réglage de la branche série, on ajoute un condensateur ajustable en série avec la self-inductance.

En ce qui concerne la réalisation du circuit de sortie, il faut dire que la distance entre les « broches » des collecteurs est conditionnée par l'implantation mécanique des transistors pour assurer une bonne accessibilité, un remplacement éventuel et un bon refroidissement. On est alors amené à réaliser une connexion de liaison des collecteurs relativement massive (voir figure XV-15). Pour la liaison entre les bases, un circuit identique de connexion doit être réalisé.

Toujours concernant le circuit de sortie, il est sage de limiter la variation de la capa-

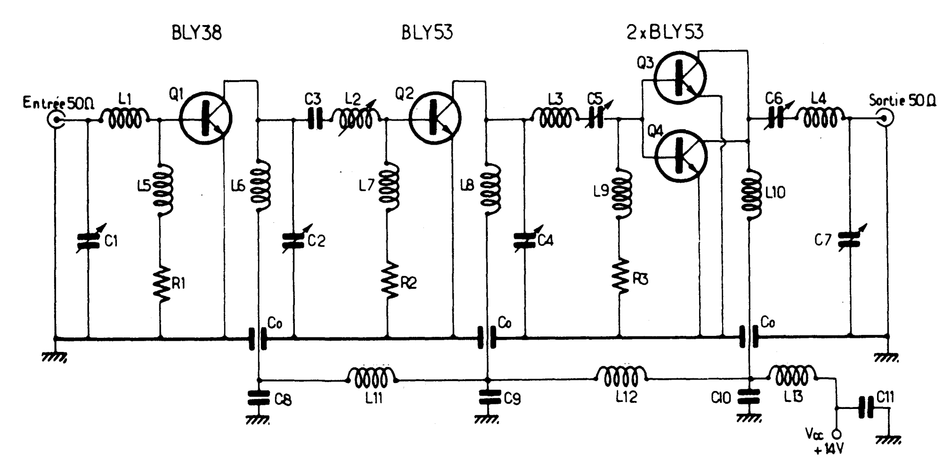


Fig. XV-14

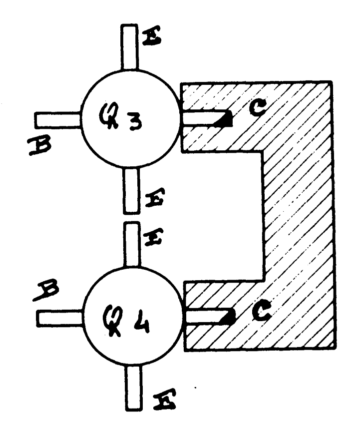


Fig. XV-15

cité série (C_6) ; en effet, sa valeur permet d'agir, non seulement sur la droite de charge « ramenée » aux transistors, mais aussi sur la partie « imaginaire ». De ce fait, en plaçant par exemple une petite capacité fixe en parallèle sur C_6, on est certain de ne pas « ramener » une droite de charge trop inductive aux transistors, et par conséquent, de ne pas risquer l'oscillation ou le claquage.

Par ailleurs, il va sans dire que les deux transistors Q_3 et Q_4 doivent être soigneusement appariés.

Caractéristiques des composants

L_1, L_2, L_3, L_4 = inductances de liaison (voir figure XV-16).

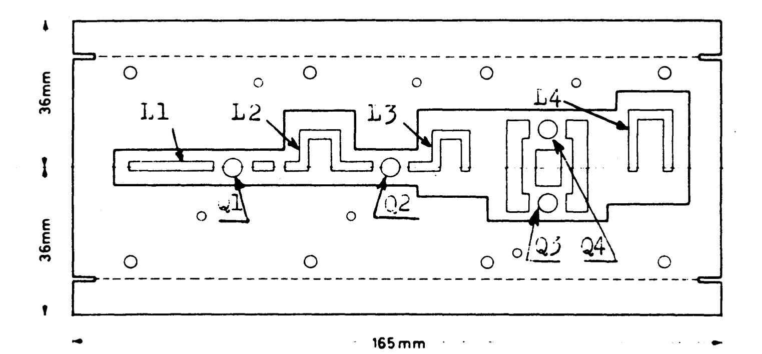


Fig. XV-16

$L_5 = L_7 = L_9$ = 3 tours, fil de cuivre argenté de 15/10 de mm, sur air, diamètre intérieur de 4 mm ;

$L_6 = L_8 = L_{10}$ = comme ci-dessus, mais avec 4 tours ;

$L_{11} = L_{12} = L_{13}$ = bobine d'arrêt sur ferrite, type VK 200-10/4B (R.T.C.) ;

$C_1 = C_2 = C_4 = C_5 = C_6 = C_7$ = ajustable à air 3 - 14 pF ;

C_3 = 10 pF mica argenté ;

$C_8 = C_9 = C_{10}$ = 3,3 nF céramique ;

C_{11} = 47 nF papier ou céramique ;

C_0 = condensateur de traversée 470 pF ;

R_1 = 22 Ω 0,25 W ;

R_2 = 10 Ω 0,5 W ;

R_3 = 4,7 Ω 0,5 W ;

•

X. — Modules amplificateurs de puissance U.H.F.

Les techniques modernes se développant à grands pas, outre les constructions conventionnelles de toutes pièces, signalons qu'il existe maintenant des « modules » amplificateurs U.H.F. tout prêts constituant un progrès important dans la simplification des matériels de transmission.

Une telle gamme de « modules » amplificateurs U.H.F. est présentée par la R.T.C. (types BGY 22, 23 et 24). Associant des cristaux de transistors inter-digités multi-émetteurs à des éléments localisés pour obtenir une large bande, ces modules ne nécessitent *aucun accord* et peuvent être montés et soudés directement dans un circuit d'émetteur. Cette gamme comprend trois modules présentés en petit boîtier stripline de dimensions 32 × 16 × 7 mm seulement.

Nous avons :

BGY 22 : 2,5 W en sortie avec 50 mW à l'entrée ; gamme de fréquences de 380 à 512 MHz ; gain 17 dB.

BGY 23 : 7 W en sortie pour 2,5 W à l'entrée ; gamme de fréquences de 380 à 512 MHz ; gain 5 dB.

BGY 24 : 17 W en sortie pour 2,5 W à l'entrée ; gamme de fréquences de 420 à 480 MHz ; gain 8 dB.

Les impédances d'entrée et de sortie étant identiques (50 Ω), le BGY 22 peut « driver » correctement le BGY 23 ou le BGY 24 pour délivrer 7 watts ou 17 watts en sortie en partant d'une puissance d'entrée de 50 mW.

Ces trois modules sont conçus pour fonctionner sous 13,5 V max. Le taux de réjection d'harmoniques est supérieur à 20 dB.

Il existe une version de chacun d'eux fonctionnant dans une largeur de bande légèrement plus étroite, sous une alimentation de 12,5 volts. Dans cette version, les modules se distinguent par la lettre A suivant le numéro du type.

•

La figure XV-17 représente un intéressant échantillonage de transistors U.H.F. (document R.T.C.).

•

XI. — Adaptation des impédances (antennes)

Si l'on dispose d'appareils récepteur ou émetteur entrant ou sortant sur une impédance de 75 Ω, et que d'autre part on dispose d'une antenne symétrique à 300 Ω, il convient d'intercaler un adaptateur — bazooka aux dimensions indiquées sur la figure XV-18. Ce dispositif transforme une impédance de 300 Ω (circuit symétrique) en une impédance de 75 Ω (circuit asymétrique). Néanmoins, il va sans dire que selon le sens de branchement, ce bazooka permet de passer, soit de 300 Ω à 75 Ω, soit de 75 Ω à 300 Ω.

Pour la bande 435 MHz, les amateurs utilisent souvent une antenne du genre de celle montrée sur la figure XIII-87, à 16 éléments demi-onde en phase, présentant une impédance de 150 Ω (circuit symétrique). Selon les appareils émetteur et récepteur utilisés, trois possibilités de liaison et d'adaptation d'impédance sont offertes :

1° soit utiliser une descente directe en bifilaire de 150 Ω d'impédance (fig. XV-19, en A) ;

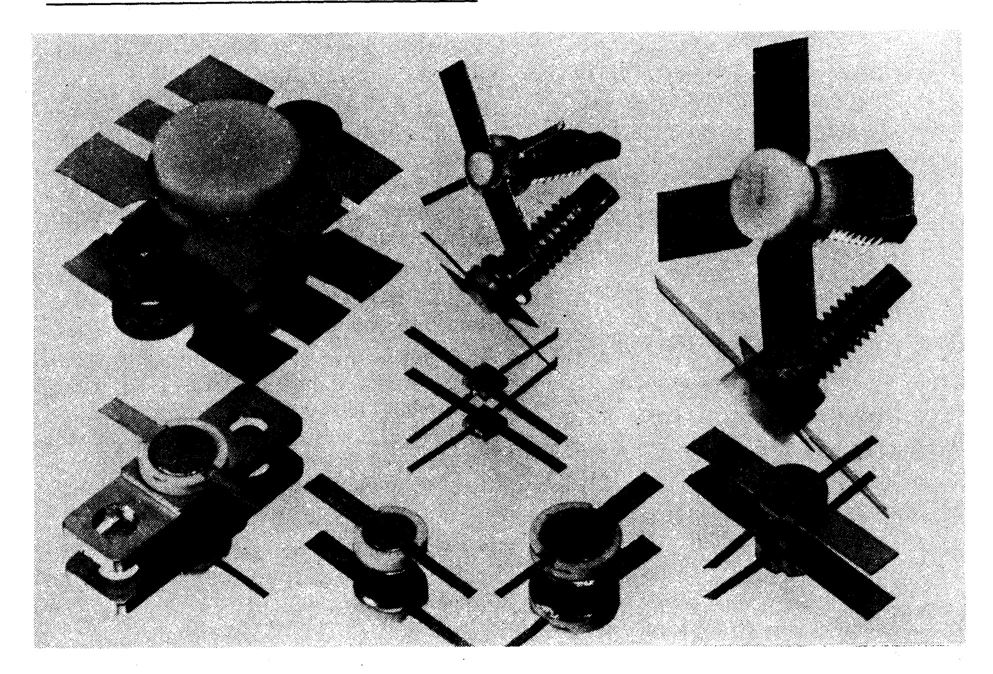


Fig. XV-17

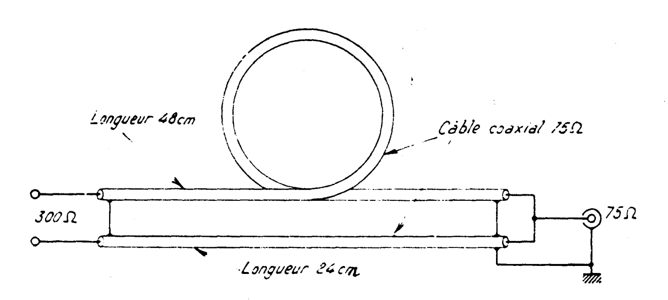


Fig. XV-18

2° soit utiliser une section Q 1/4 d'onde (fig. XV-19, en B) réalisant la transformation d'impédance requise pour un bifilaire 300 Ω ;

$$Z_q = \sqrt{Z_a \cdot Z_f} = \sqrt{150 \times 300} = 212\ \Omega$$

La section Q est alors constituée par deux tubes de cuivre de 12 mm de diamètre, de 163 mm de long et à 42 mm d'axe en axe.

3° soit utiliser une section Q 1/4 d'onde (fig. XV-19, en C) réalisant la transformation d'impédance requise pour un câble coaxial 75 Ω.

$$Z_q = \sqrt{150 \times 75} = 106\ \Omega$$

Dans ce cas, la section Q est constituée par deux tubes de cuivre de 12 mm de diamètre, de 163 mm de long et distants de 20 mm d'axe en axe.

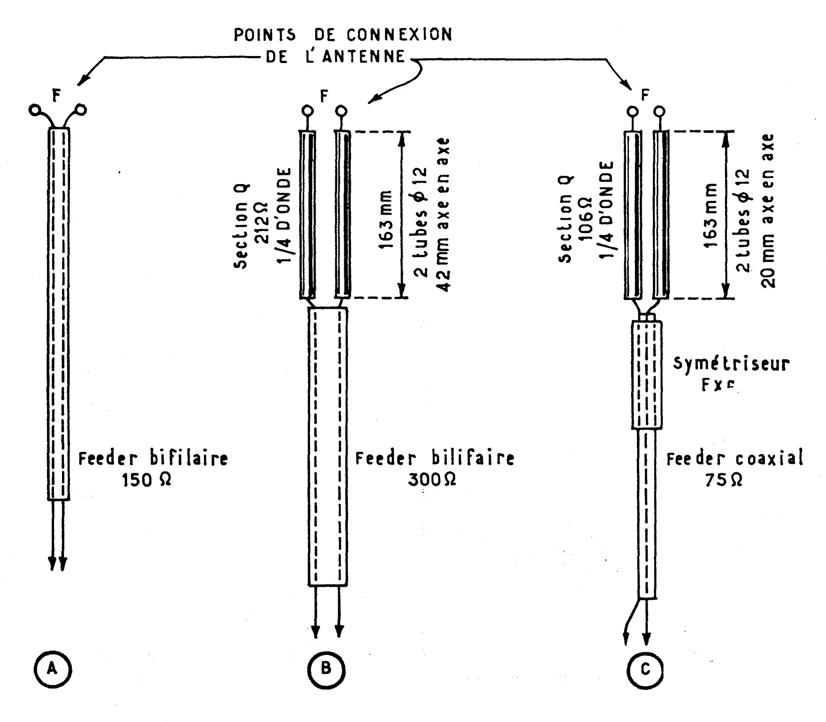


Fig. XV-19

Au départ du coaxial, glisser sur le câble un manchon de ferroxcube F_{xc} de 50 mm de long, diamètre intérieur 7 mm, diamètre extérieur 14 mm, pour améliorer la symétrisation et bloquer l'onde de gaine.

Au point de vue *antenne,* notons également que sur 435 MHz, outre l'aérien à 16 éléments 1/2 onde en phase de la figure XIII-87, il est parfaitement possible d'employer des antennes du type Yagi. Etant donné les faibles dimensions des éléments, ce type d'antenne reste cependant peu encombrant, même en multipliant le nombre des éléments directeurs (10 ou 14 par exemple) pour accroître le gain.

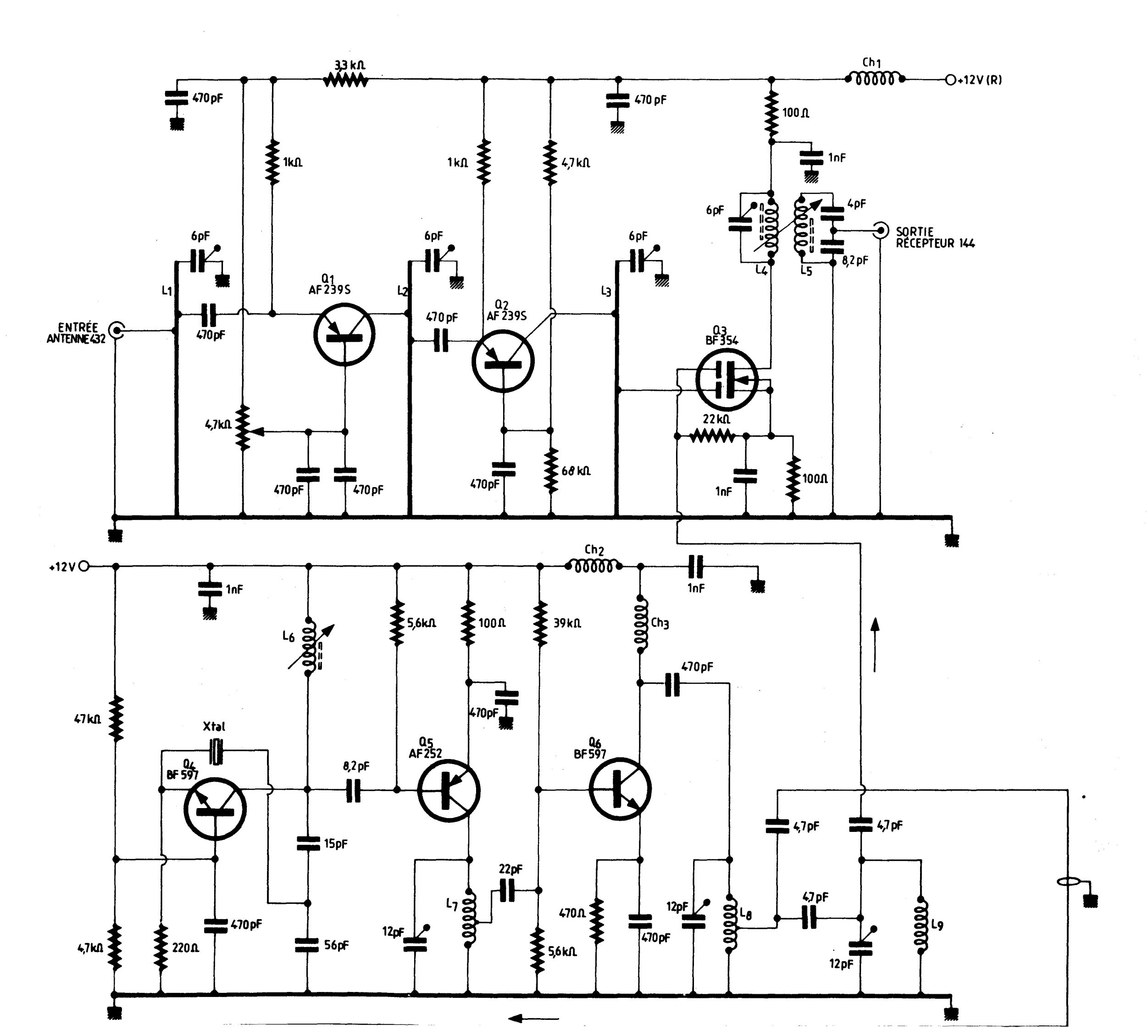
•

XII. — Transverter 144 MHz - 432 MHz

Partant d'un émetteur-récepteur 144 MHz, il est possible d'opérer dans la bande 432 MHz en faisant appel à un transverter auxiliaire. Ce dernier reçoit les signaux 432 MHz et les transforme en 144 MHz permettant leur application à l'entrée « antenne » du transceiver utilisé en réception ; parallèlement, on peut aussi lui appliquer les signaux de sortie 144 MHz du transceiver utilisé en émission et il les transforme en signaux 432 MHz en vue de leur rayonnement.

C'est un transverter de ce genre qui fait l'objet de la figure XV-20. Nous allons examiner ce montage en indiquant cependant qu'une telle réalisation ne s'adresse qu'aux radio-amateurs avertis dans la pratique des VHF et UHF.

Comme le montre la figure, le transverter se compose de trois parties essentielles : en haut, changement de fréquence 432/144 pour les signaux reçus (alimentation + 12 V en « réception ») ; en bas, changement de fréquence 144/432 pour les signaux à émet-


3,3 kΩ
Ch1
+12V (R)
470 pF
470 pF
100 Ω
1nF
1kΩ
1kΩ
4,7 kΩ
6pF
6pF
6pF
6pF
4pF
SORTIE
RÉCEPTEUR 144
8,2 pF
L4
L5
L1
L2
L3
Q1
AF 239 S
Q2
AF 239 S
Q3
BF 354
ENTRÉE
ANTENNE 432
470 pF
470 pF
470 pF
4,7kΩ
22 kΩ
470 pF
470 pF
470 pF
6,8 kΩ
1nF
100 Ω
+12V
Ch2
1nF
1nF
L6
5,6 kΩ
100 Ω
39 kΩ
Ch3
470 pF
470 pF
47kΩ
Xtal
Q4
BF 597
8,2 pF
Q5
AF 252
Q6
BF 597
15pF
4,7pF
4,7 pF
22pF
4,7pF
12pF
L7
470 Ω
12pF
L8
L9
470 pF
12pF
4,7kΩ
220 Ω
470 pF
56pF
5,6 kΩ
470pF
12pF

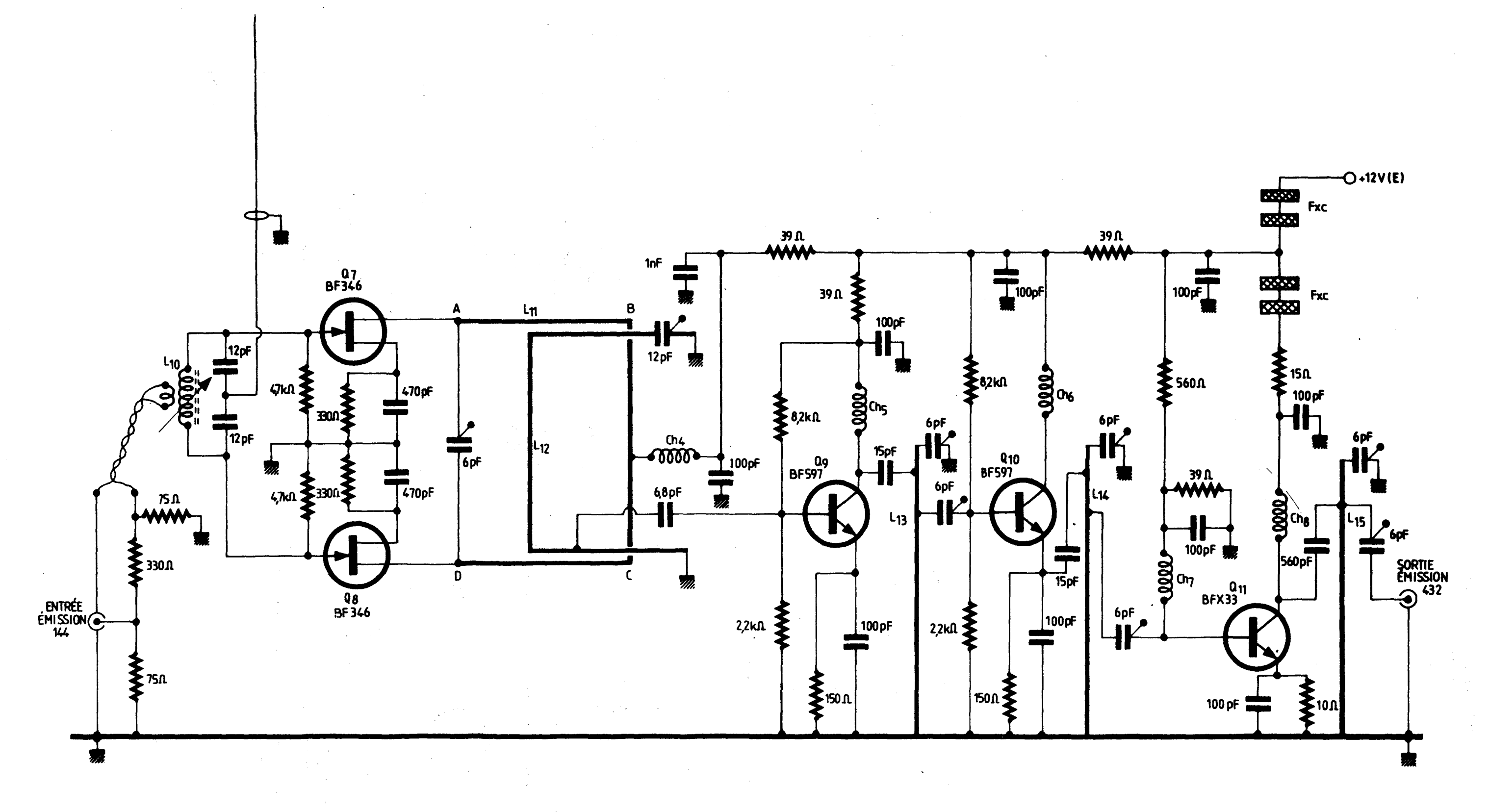

+12V(E)
Fxc
Fxc
39Ω
39Ω
1nF
Q7
BF346
A
L11
B
12pF
100pF
L10
12pF
12pF
47kΩ
330Ω
470pF
330Ω
470pF
4,7kΩ
6pF
L12
Ch4
100pF
6,8pF
39Ω
100pF
8,2kΩ
Ch5
Q9
BF597
15pF
6pF
6pF
L13
100pF
8,2kΩ
Ch6
Q10
BF597
6pF
L14
15pF
100pF
560Ω
39Ω
100pF
Ch7
6pF
15Ω
100pF
Ch8
6pF
L15
6pF
560pF
Q11
BFX33
SORTIE
ÉMISSION
432
100 pF
10Ω
75Ω
330Ω
ENTRÉE
ÉMISSION
144
75Ω
D
C
Q8
BF346
2,2kΩ
150Ω
100pF
2,2kΩ
150Ω
100pF

Fig. XV- 20

tre (alimentation + 12 V en « émission ») ; au milieu, oscillateur local et tripleur de fréquence (alimentation + 12 V permanente). Naturellement, les détails des commutations de l'alimentation et des signaux (entrées et sorties) avec le transceiver 144 MHz n'ont pas été représentés sur ce schéma (se reporter au chapitre XIV, § 7). Reprenons donc ces trois parties pour un examen plus approfondi.

La section « réception 432 » comprend deux étages amplificateurs en base commune Q_1 et Q_2, le gain du premier étage étant réglable une fois pour toutes par sa polarisation de base (potentiomètre ajustable de 4,7 kΩ). Un transistor MOS à double porte Q_3 équipe l'étage changeur de fréquence.

L'oscillateur local Q_4 utilise un quartz overtone 5 sur 95,833 MHz ; l'entrée en oscillation du quartz doit être franche et pour cela le noyau de la bobine L_6 doit être réglé avec soin. Un triplage de fréquence est effectué par Q_5 et le circuit de collecteur délivre une oscillation sur 287,499 MHz ; arrondissons à 287,5 MHz. Enfin, l'étage Q_6 est un amplificateur tampon qui applique l'oscillation de sortie sur l'étage convertisseur Q_3 à la sortie duquel nous aurons des signaux allant de 144 à 146 MHz pour des signaux d'entrée allant de 431,5 à 433,5 MHz (cela, compte tenu du quartz utilisé).

L'oscillation sur 287,5 MHz disponible à la sortie de Q_6 est également appliquée à l'étage convertisseur $Q_7 + Q_8$ qui reçoit d'autre part les signaux 144-146 MHz convenablement atténués à quelques milliwatts et issus du transceiver utilisé en « émission » ; le cas échéant, les valeurs des résistances de l'atténuateur d'entrée pourront être modifiées (notamment si le transceiver ne possède pas un réglage de puissance de sortie). A l'entrée de l'étage Q_9 nous disposons donc d'un signal compris entre 431,5 et 433,5 MHz que nous amplifions par $Q_9 + Q_{10} + Q_{11}$ en vue de son émission. A la sortie du transistor Q_{11}, la puissance UHF disponible est de l'ordre de 85 mW ; mais on pourra évidemment prévoir un amplificateur 432 MHz plus puissant à la suite.

Voici maintenant les caractéristiques des éléments non indiquées sur le schéma ; nous avons :

$L_4 = L_5$ = 4 tours de fil de cuivre argenté de 10/10 de mm sur des mandrins de 4 mm de diamètre à noyau réglable ; ces deux bobinages sont montés côte à côte pour leur couplage mutuel (distance d'axe en axe = 8 mm).

L_6 = 6 tours ; fil et mandrin comme ci-dessus.

L_7 = 4 tours avec prise à 0,75 tour de la masse ; sur air, diamètre intérieur de 4 mm.

L_8 = 3 tours comme précédemment ; prise à 0,5 tour de la masse.

L_9 = 3 tours comme précédemment.

Ch_1 = bobine d'arrêt 12 tours ; fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm enroulé sur air, diamètre intérieur de 3 mm (mode de fabrication valable pour toutes les bobines d'arrêt ci-après).

Ch_2 = 6 tours ; Ch_3 = 10 tours ; $Ch_4 = Ch_7$ = 8 tours ; $Ch_5 = Ch_6$ = 4 tours ; Ch_8 = 5 tours.

F_{xc} = perles de ferrite glissées sur le fil de connexion.

L_{10} = 4 tours de fil de cuivre argenté de 10/10 de mm sur un mandrin de 4 mm de diamètre avec noyau de ferrite réglable ; par-dessus et au milieu de la bobine, on forme une boucle en fil de cuivre sous gaine de plastique pour effectuer le couplage.

Les autres inductances sont façonnées sous forme de lignes conventionnelles ou selon la technique « strip line » (circuit imprimé) comme nous avons déjà rencontré des exemples au cours de cet ouvrage ; les dimensions indiquées ci-après correspondent aux longueurs et aux prises mesurées par rapport à la masse.

L_1 = 35 mm ; prises à 20 et 24 mm.

L_2 = 35 mm ; prises à 18 et 24 mm.

L_3 = 35 mm ; prises à 10 et 24 mm.

L_{13} = 37 mm ; prises à 28 et 34 mm ; largeur de 5 mm pour la ligne imprimée.

L_{14} = 37 mm ; prises à 28 et à 34 mm ; largeur comme précédemment.

L_{15} = 35 mm ; prise à 32 mm ; largeur comme précédemment.

Pour L_{11}, nous avons : AB = CD = 24 mm ; BC = 12 mm avec prise médiane pour Ch_4. La boucle de couplage L_{12} est faite d'un morceau de fil de cuivre replié en U sous gaine de plastique (longueur totale = 45 mm ; prise à 14 mm de la masse).

Lors de la mise au point, le premier travail consiste à s'assurer du bon fonctionnement de l'oscillateur à quartz 95,833 MHz : entrée en oscillation en réglant lentement le noyau de L_6 ; vérification à l'aide d'un récepteur FM voisin. Puis on accorde le circuit tripleur L_7 par son condensateur ajustable (vérification au dipmètre utilisé en absorption) ; même procédé de réglage pour L_8 et L_9.

La sortie « réception 144 » du transverter étant reliée à l'entrée du récepteur ou du transceiver 144 MHz, on règle L_4 et L_5 pour l'obtention du maximum de souffle en sortie BF ; on procède de même pour le réglage de L_3, puis de L_2, et enfin L_1. On peut également employer un émetteur 144 MHz voisin et utiliser le rayonnement de l'harmonique 3 pour parfaire les réglages successivement de L_5 à L_1 pour l'audition d'un signal maximum de sortie.

Concernant la partie émission, l'entrée « émission 144 » reçoit le signal VHF issu du transceiver et l'on commence par régler le circuit L_{11} par le condensateur ajustable en parallèle (mélange avec la sortie de l'oscillateur local) ; l'accord peut être mis en évidence par un dipmètre utilisé en absorption ou par la mesure du potentiel d'émetteur de Q_9. Dans le même temps, on règle le noyau de L_{10} ainsi que le condensateur ajustable de L_{12} afin d'obtenir le maximum de transmission d'énergie.

Ensuite, on règle L_{13} en observant la tension d'émetteur de Q_{10}, puis L_{14} en observant la tension d'émetteur de Q_{11} ; l'intensité de collecteur du transistor final Q_{11} croît d'ailleurs régulièrement avec les réglages successifs des étages qui le précèdent, jusqu'à atteindre largement 35 mA. Bien évidemment, le réglage final réside dans l'accord du circuit L_{15} par les deux condensateurs ajustables prévus à cet effet (accord et transfert maximal d'énergie à l'antenne 432 MHz). Il est bon de reprendre tous les réglages, dans l'ordre indiqué, plusieurs fois de suite.

•

Comme nos lecteurs auront pu en juger, la construction des récepteurs et des émetteurs pour 430 MHz ne présente pas de difficultés insurmontables ; il faut surtout avoir déjà l'expérience des V.H.F. (144 MHz, par exemple) et faire preuve de beaucoup de soins délicats pour les réalisations pratiques. Sur fréquences élevées, les difficultés rencontrées sont plus souvent d'ordre mécanique qu'électrique !

Avec le choix des montages publiés — et il y en a encore beaucoup d'autres susceptibles d'être réalisés — on voit qu'il y a tout un champ d'expériences passionnantes parmi lesquelles les amateurs peuvent encore évoluer.

Concernant les montages précédemment décrits, il convient de souligner la possibilité évidente d'associer n'importe quel adaptateur-récepteur avec n'importe quel émetteur, pour la construction d'une station complète.

CHAPITRE XVI

LA MODULATION DE FRÉQUENCE (N.B.F.M.)

§ 1. — Généralités

En radiodiffusion, la modulation de fréquence (FM) est sous-entendue à *bande large* parce que le déplacement de fréquence dû à la modulation couvre plusieurs dizaines de kilohertz.

En émission d'amateur et bien souvent en télécommunication en général, on emploie la N.B.F.M. (narrow band frequency modulation), c'est-à-dire la modulation de fréquence à *bande étroite.*

Avant d'aborder cette importante question de la *modulation de fréquence (1),* tant aux points de vue émission que réception, il est nécessaire de bien fixer les idées sur deux points encore nébuleux dans l'esprit de certains, mais points capitaux pour bien comprendre ce qui se passe dans une onde modulée en fréquence.

Nous connaissons bien la question en matière de modulation en amplitude — émission et réception ; ce sont des ondes H.F. de fréquence fixe, mais d'amplitude variable au rythme de la modulation, tandis que dans le cas d'une onde modulée en fréquence :

a) A l'intensité (ou amplitude) de la modulation B.F. correspond l'amplitude de la *variation* de fréquence (incursion ou swing de fréquence) ;

(1) Bibliographie : Radio-News. Frequency-Modulation de Hund.

« Cours de Radioélectricité Générale » de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (Tome 3 Livre 1 — L'Emission).

b) A la hauteur (ou fréquence) d'une note B.F., par exemple, correspond la *vitesse* de la variation de fréquence.

Mais reprenons notre comparaison entre les ondes modulées en amplitude et celles modulées en fréquence, en approfondissant davantage ces deux procédés. Que nos lecteurs peu familiarisés avec les « maths » ne s'effraient pas à l'avance ; nous ne ferons appel qu'à des connaissances moyennes, sans pour cela perdre de vue le côté pratique, qui sera étudié en même temps.

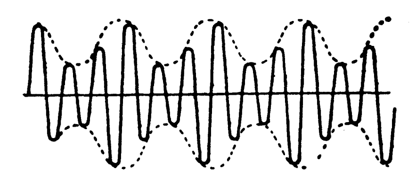


Fig. XVI-1

Dans la modulation en amplitude, on fait varier l'amplitude de l'onde porteuse selon la tension de modulation recueillie par le microphone, puis amplifiée (fig. XVI-1). Si cette figure représente le courant instantané dans le circuit d'antenne d'un émetteur, la valeur de ce courant en fonction du temps s'exprime par la relation :

$$i_a = I\,(1 + k \sin 2\,\pi f t) \sin 2\,\pi\,F\,t \qquad (1)$$

dans laquelle on a :

i_a = courant instantané dans l'antenne ;
I = amplitude maximum de l'onde porteuse non modulée ;
k = taux de modulation ;
f = fréquence de la modulation ;

F = fréquence de la porteuse ;
t = temps.

Cette équation peut s'écrire également :

$$i_a = I \sin 2\pi F t + \frac{kI}{2} \sin 2\pi (F + f)t$$

$$+ \frac{kI}{2} \sin 2\pi (F - f)t \qquad (2)$$

Dans cette relation, on met en évidence les bandes latérales de modulation, par les deux derniers termes, dont la fréquence est égale à la somme et à la différence de la fréquence de modulation et de la fréquence porteuse.

Par contre, comme nous l'avons déjà dit, en modulation de fréquence, l'amplitude de la porteuse est constante, mais sa fréquence varie. La valeur instantanée du courant d'antenne dans un tel système de modulation est donnée par la figure XVI-2 A (variations périodiques du courant *ia* en fonction de *t*). En XVI-2 B, nous avons la même représentation du phénomène, mais au moyen de diagrammes vectoriels. Le vecteur *a* représente le courant non modulé « tournant » avec la vitesse angulaire de l'onde porteuse à $2\pi F$. A ce vecteur, la

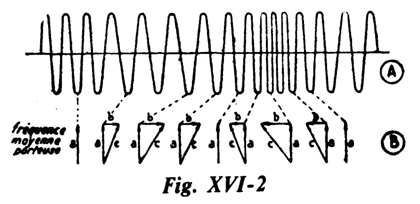


Fig. XVI-2

modulation de fréquence ajoute un vecteur *b* faisant constamment un angle droit avec lui et variant sinusoïdalement. La fréquence avec laquelle le vecteur *b* change de sens est égale à la fréquence de modulation *f*. La vitesse avec laquelle la résultante de *a* et *b* tourne, varie constamment autour d'une valeur moyenne égale à celle de la porteuse et l'amplitude de ces variations est proportionnelle à la fréquence de modulation. Un courant modulé en fréquence autour d'une fréquence moyenne porteuse peut être représenté par l'équation

$$i_a = I \sin \left(2\pi F t + \frac{\Delta F}{f} \sin 2\pi f t\right) \qquad (3)$$

dans laquelle les symboles sont les mêmes que précédemment, et où ΔF est la déviation, ou swing de fréquence (1).

Prenons un autre exemple qui nous permettra, à la fois, et d'être plus explicite, et de faire la comparaison entre la modulation de fréquence et la modulation de phase. Toute onde entretenue pure est caractérisée à un instant *t* par sa fréquence, son amplitude et sa phase, cette dernière définie par rapport à l'instant *to,* choisi comme origine. Cette onde est généralement représentée par une sinusoïde, laquelle n'est autre que la courbe des projections, sur un diamètre vertical ou horizontal, du rayon d'un cercle tournant autour du centre d'une vitesse uniforme. Nous prendrons donc cette dernière représentation du « rayon tournant » qui nous permettra des explications plus commodes (fig. XVI-3).

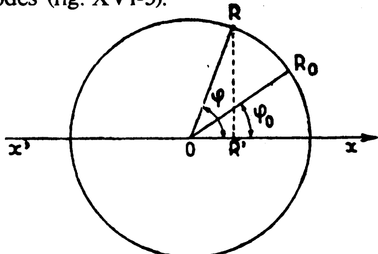


Fig. XVI-3

Considérons le point R en rotation sur le cercle de centre O ; c'est ce point, dont le développement de ses projections successives sur l'axe $x\,x'$ permet la construction de la sinusoïde représentative. Admettons qu'à l'instant zéro *(to),* le point R se trouve en R*o,* point défini par l'angle φ_0, et qu'il tourne avec une vitesse angulaire uniforme ω soit $2\pi F$. Au bout du temps *t,* l'angle φ définissant la nouvelle position du point R, a pour valeur :

$$\varphi = \omega t + \varphi_0$$

Pour reprendre ce que nous disions plus haut, la quantité φ est la phase de OR et elle n'est définie d'une façon exacte que lorsqu'on connaît φ_0 ; d'autre part, OR'

(1) On dit aussi incursion, écart, excursion (de fréquence).

représente l'amplitude instantanée de la quantité OR.

En modulation d'amplitude, c'est donc la quantité OR qui varie au rythme des signaux B.F., sa rotation étant toujours de vitesse uniforme.

Par contre, dans le cas de *modulation de fréquence,* ou *de phase,* l'amplitude OR reste constante ; c'est la vitesse de rotation qui varie. Dans ces deux procédés de modulation, l'angle φ représente des variations au rythme de la B.F., en plus ou en moins d'une valeur moyenne correspondant à la fréquence porteuse sans modulation (fréquence moyenne porteuse). Par conséquent, cet angle φ est tantôt plus grand, tantôt plus petit que sa valeur en fréquence moyenne porteuse, soit $\varphi = \omega t + \varphi_0$, c'est-à-dire lorsque ωo et φ_0 sont constants.

On conçoit donc que pour faire varier φ, on peut agir soit sur ω, soit sur φ_0. Et l'on arrive à voir très exactement la nuance entre la modulation de fréquence et la modulation sur la phase : si c'est ω qui varie, on a une modulation de fréquence ; par contre, si c'est φ_0, on a une modulation sur la phase. Il y a donc une ressemblance entre les deux procédés, puisqu'ils s'adressent tous les deux, en définitive, à l'angle φ ; la petite nuance réside dans le fait qu'en modulation de phase, on agit sur φ_0 — quantité indépendante du temps — tandis qu'en modulation de fréquence, on opère sur la quantité ω multipliée par le temps. En résumé, deux procédés de modulation sensiblement différents, mais très voisins quant aux résultats définitifs.

Nous comparerons encore plus loin ces deux procédés de modulation (pour d'autres considérations), au sous-titre « Quelques réflexions ».

Revenons maintenant à la relation (3) ; le développement de cette formule permet de voir que le courant résultant est constitué de termes ayant les fréquences suivantes : F, F + f, F − f, F + 2f, F − 2f, F + 3f, F − 3f, etc. Ce qui montre que, de part et d'autre de la porteuse F, il existe, du fait de la modulation de fréquence, un ensemble de bandes latérales couvrant une gamme étendue.

L'étude mathématique de l'équation (3) montre que, si le nombre de ces bandes latérales est infini, leur amplitude décroît assez rapidement, pour devenir bientôt négligeable ; par exemple, si f est petit devant Δ F, la largeur de bande peut être prise égale à 2 Δ F, donc largeur de bande beaucoup plus grande que dans le cas de la modulation en amplitude.

En résumé, nous pouvons reprendre ces explications comparatives sous la forme de la figure XVI-4.

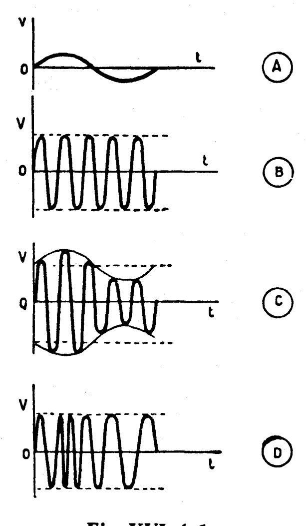


Fig. XVI-4-1

En A, nous représentons le signal B.F. de modulation.

En B, nous avons l'oscillation H.F. à moduler ; axes verticaux = amplitude V ; axes horizontaux = temps t.

Si nous modulons en amplitude notre oscillation H.F., le résultat est représenté en C (oscillation haute fréquence de B modulée en amplitude par le signal basse fréquence de A) : la fréquence de l'oscillation H.F. est constante, mais l'amplitude varie.

Par contre, si nous modulons en fréquence, par ce même signal B.F., notre même oscillation H.F., le résultat est représenté en D : l'amplitude de l'oscillation H.F. est constante, mais sa fréquence varie.

Voilà nos idées bien fixées sur ce nouveau procédé de modulation. Nouveau est d'ailleurs un bien grand mot ! Car la modulation de fréquence est connue depuis aussi longtemps que la modulation en amplitude ; mais elle avait été délaissée pour des raisons d'ordre technique, précisément en raison de la largeur de fréquence occupée. Cette argumentation a perdu de sa puissance depuis que l'on a démontré les possibilités des ondes V.H.F.

Dans la modulation en amplitude, on ne peut dépasser une profondeur de modulation de 100 % ; en effet, au-dessus, il y a coupure de la porteuse. En modulation de fréquence, un son peu intense produit une faible variation de fréquence. Par exemple, pour une note de faible amplitude, la fréquence du courant H.F. variera seulement de 800 hertz, de part et d'autre de sa valeur en l'absence de modulation (fréquence moyenne porteuse). Cette même note, mais beaucoup plus intense, produira une grande variation de fréquence, par exemple 50 000 hertz, de part et d'autre de la fréquence moyenne. Précisons de nouveau que, dans les deux cas, la fréquence de la note étant la même, la *vitesse* de variation est également la même. En modulation de fréquence, au point de vue profondeur de modulation, on peut donc adopter une infinité de solutions donnant sensiblement le même résultat. Par exemple, pour une variation donnée du niveau acoustique à transmettre (écart entre les *pianissimi* et les *fortissimi),* on peut prévoir des swings de 25, 50, 100 ou 500 kilohertz, etc. Seules, la « dynamique » de l'émission et la fidélité de transmission guideront notre choix.

Revenons encore à la modulation en amplitude : dans ce cas, la tension de crête à 100 % correspond au double de la porteuse sans modulation ; ce sont ces tensions de crête qui déterminent l'utilisation d'une lampe ; mais comme elles ne sont atteintes que pendant un temps très court, la lampe se trouve très mal utilisée. D'autre part, la modulation, correspondant à la courbe enveloppe de la porteuse, ne doit pas être déformée, d'où impossibilité d'employer des amplificateurs de H.F. modulée en classe C, mais seulement en classe B. En conclusion : rendement rarement supérieur à 33 %.

Et en modulation de fréquence, maintenant ? L'amplitude de la porteuse étant constante, on peut alors adopter les conditions de fonctionnement de la classe C télégraphie. De ce fait, le rendement global monte à 80 % environ. Par exemple, un étage de sortie donnant 30 watts en modulation en amplitude, pourra fournir 100 watts en modulation de fréquence.

En résumé, en faveur de la modulation de fréquence, nous notons :

1° Amélioration importante du rendement de l'émetteur ;

2° Possibilité de réaliser une émission à haute fidélité et à dynamique élevée (si l'on se désintéresse de la largeur du swing de fréquence), d'où nécessité de l'exploitation des ondes ultra-courtes ;

3° Réception antiparasite par écrêtage intégral (amplitude constante), quoique sur O.T.C., les parasites ne soient pas très gênants, à part ceux créés par les bougies de voitures automobiles ;

4° Possibilité d'utiliser un dispositif squelch assurant le mutisme du récepteur en période d'attente de réception.

Nous observons que la modulation de fréquence (NBFM à ± 5 kHz) semble se répandre de plus en plus pour le trafic sur la bande 144 MHz, sans doute :

— parce que ce type de modulation est finalement aussi efficace et énergique que la modulation en B.L.U. tout en étant d'une qualité nettement supérieure ;

— parce que ce type de modulation permet un réglage facile (non « pointu ») pour les stations utilisées en « mobile » ;

— parce que c'est ce type de modulation qu'il importe d'employer pour le trafic par l'intermédiaire des répéteurs V.H.F.

•

Modulation en fréquence des émetteurs à transistors

Les modulations en phase ou en fréquence se pratiquent sans aucune difficulté. Le courant modulateur est appliqué au niveau de l'oscillateur pilote fonctionnant

sur une fréquence bien inférieure à la fréquence de sortie (rayonnée) de l'émetteur. L'oscillation pilote modulée est ensuite multipliée par le facteur nécessaire selon la fréquence finale exigée.

Le procédé pratique de modulation le plus généralement employé consiste à monter une diode à capacité variable dans le circuit oscillant du pilote. On doit tenir compte de la limitation imposée pour l'excursion de fréquence ; en effet, l'écart de fréquence du pilote est évidemment égal à l'écart de fréquence voulu pour l'onde finale modulée rayonnée, divisé par le facteur de multiplication de fréquence prévu entre le pilote et l'étage final.

Pour amener l'excursion de fréquence à la valeur requise, il suffit de commander la variation de tension appliquée à la diode à capacité variable (varicap). Il est donc recommandé de faire précéder l'étage pilote + diode par un étage limiteur destiné à écrêter les tensions fournies par le courant de modulation du microphone dès qu'elles deviennent trop importantes. En outre, une simple résistance variable peut permettre de régler la tension présente aux bornes de la diode, donc d'ajuster manuellement la déviation de fréquence admise.

Par ailleurs, entre l'étage limiteur et l'étage pilote + diode, il peut être nécessaire d'intercaler également un étage intégrateur. En effet, lorsque l'étage limiteur est en action, la déviation de phase reste constante ; mais l'excursion de fréquence (proportionnelle au signal modulateur) pourrait atteindre des valeurs anormalement élevées. Le rôle de l'étage intégrateur est donc de ramener le fonctionnement à une déviation de fréquence constante. Lorsqu'on emploie cet intégrateur — nécessaire dans le cas de signaux très forts — il y a lieu d'utiliser à l'entrée un dispositif différentiateur, afin que l'intégrateur ne puisse pas distordre les signaux faibles.

Nous arrêtons là cette petite revue théorique des procédés de modulation en fréquence et en phase, tout en précisant cependant qu'ils ne sont pas les seuls employés ; il y en a encore d'autres plus ou moins complexes et plus ou moins intéressants.

Quelques réflexions

Avant d'entrer dans le domaine pratique tant attendu par l'amateur, accordons-nous quelques minutes de réflexion sur ce que nous venons d'étudier ensemble, afin d'avoir des idées très précises sur cette question de modulation.

Nous avons vu plus avant qu'en développant mathématiquement la relation (3), on constate une infinité de bandes latérales séparées par des intervalles égaux à la fréquence f de modulation. Nous avons dit *infinité,* au point de vue mathématique, car les amplitudes de ces bandes latérales diminuent très rapidement lorsque leur rang croît, de telle sorte que, pratiquement, on peut les limiter à un certain nombre. C'est cette importante remarque qui permet de parler de la *bande de fréquences* occupée par un émetteur modulé en fréquence ou en phase.

Si l'on se limite à considérer n bandes latérales espacées de la fréquence de modulation f, on a un spectre de largeur totale $l = 2\ nf$.

En modulation de fréquence :

$$l = 2\ (\Delta\omega)$$

relation dans laquelle ω est égal au swing de fréquence multiplié par $2\,\pi$

Et en modulation de phase :

$$l \doteq 2\ (\Delta\varphi)\, f$$

On voit que la largeur du spectre est indépendante de la fréquence B.F. de modulation f dans le cas d'une onde modulée en fréquence ; mais que, par contre, cette largeur en dépend dans le cas d'une onde modulée sur la phase. En réalité, la largeur du spectre constitué par n bandes latérales est fonction de f: une diminution de cette fréquence de modulation correspond à une réduction de l'intervalle entre les bandes latérales successives et à un accroissement du nombre de ces bandes.

On n'a pas intérêt à faire une émission modulée en fréquence sur une bande

étroite. Nous parlons ici vraiment au point de vue exploitation, et non « amateurisme ». En fait, avec un fort swing, outre une meilleure « dynamique » de l'émission, il sera plus facile de se protéger contre les parasites, les brouilleurs et le bruit de fond, comme nous le verrons plus loin au § 3, consacré à la réception. Il ne faut cependant rien exagérer, en raison de la place importante qu'occuperaient de tels émetteurs aux swings imposants ! On est conduit à adopter un compromis et l'on se borne aux environs de 75 kHz pour l'incursion maximum de fréquence (au point de vue stations commerciales, répétons-le).

Néanmoins, en modulation de fréquence à bande étroite, ou N.B.F.M. (narrow band frequency modulation), si on ne peut pas obtenir un effet très appréciable de réduction du bruit de fond à la *réception,* il n'en reste pas moins vrai qu'à *l'émission,* on obtient un accroissement notable du rendement de l'émetteur qui peut fonctionner en régime C télégraphie.

Quelle que soit la valeur de la fréquence de modulation f à transmettre, dans un émetteur à modulation de fréquence, tout le spectre H.F. est occupé (puisque le nombre de bandes latérales croît lorsque la fréquence diminue). Par contre, en modulation de phase, la largeur du spectre est fonction de f; le nombre de bandes latérales est invariable et les fréquences graves du registre sonore ne mettent en jeu qu'une partie restreinte de la bande passante. Sur ce point, la modulation de fréquence est plus intéressante que la modulation de phase.

Mathématiquement, il est possible d'observer qu'une onde modulée en fréquence peut être considérée comme une onde modulée en phase par *l'intégrale* du signal modulant, et qu'une onde modulée en phase peut être considérée comme une onde modulée en fréquence par la *dérivée* du signal modulant.

De plus, si l'on considère l'onde se propageant dans l'espace, il est absolument impossible de dire si elle est modulée en fréquence ou en phase... D'ailleurs, à la réception, les circuits pour l'extraction des signaux B.F. utiles (la détection ou la démodulation, si l'on préfère) sont les mêmes, quel que soit le procédé de modulation (de fréquence ou de phase) utilisé à l'émission.

Modulation de phase, modulation de fréquence : deux procédés différents qui aboutissent au même résultat, c'est-à-dire à l'incursion de la fréquence d'émission de part et d'autre de la fréquence moyenne ; c'est d'ailleurs pour cela que cette terminologie est souvent obscure dans beaucoup d'esprits. Rappelons que, dans un cas comme dans l'autre, l'expression « profondeur de modulation » ne signifie plus rien ; on parle alors d'*index de modulation,* cet index étant égal au quotient de la déviation maximum par la fréquence B.F. *la plus élevée* à transmettre. Dans une station d'émission d'amateur, cet index de modulation devra être raisonnablement de l'ordre de 3 à 5 en VHF et UHF.

Il est évident que la modulation de fréquence peut aussi bien s'envisager sur ondes décamétriques que sur VHF et UHF. Cependant, dans les bandes décamétriques, on préfère la modulation à bande latérale unique (ou SSB) car le spectre de fréquences occupé (largeur de bande nécessaire à la modulation) est moindre. Mais sur la bande 144 MHz par exemple, la modulation de fréquence se révèle extrêmement efficace, agréable par sa qualité, et permet le trafic par l'utilisation des répéteurs.

Concernant la modulation de fréquence, la réglementation française actuelle prévoit :

« Ce procédé est admis sous réserve que l'excursion de fréquence ne dépasse pas ± 3 kHz dans les bandes inférieures à 30 MHz, et ± 15 kHz dans les autres bandes. »

Notre longue expérience dans les radiocommunications nous a montré à maintes reprises que ce qui se passe en modulation de fréquence n'est pas toujours très net et précis dans les esprits... Aussi bien, nous pensons qu'il n'est pas superflu de nous appesantir sur le sujet en donnant quelques exemples qui permettront de se familiariser avec la terminologie tout en détaillant davantage les phénomènes.

La déviation est donc proportionnelle à l'importance du signal de modulation, et lorsqu'on applique un signal de modulation symétrique, on obtient une déviation également symétrique, c'est-à-dire que la déviation est la même de part et d'autre de la fréquence porteuse de repos. Supposons un émetteur fonctionnant sur 1 MHz, donc 1 000 kHz, la fréquence pourra (par exemple) glisser de 1 000 à 1 010 kHz, puis reviendra à 1 000 kHz et glissera à 990 kHz pour revenir à 1 000 kHz, cela pendant un cycle du courant modulateur ; d'où déviation de ± 10 kHz. Nous avons choisi un émetteur fonctionnant sur 1 MHz pour raison de simplification ; mais il est bien évident que le raisonnement demeure le même pour toute autre fréquence porteuse... et pour 145 MHz, par exemple !

Nous avons dit aussi que l'index de modulation d'un signal modulé en fréquence est le rapport de la déviation à la fréquence de modulation, les deux grandeurs étant évidemment exprimées avec la même unité. Ainsi dans l'exemple précédent, si le signal HF dévie de ± 10 kHz à une vitesse de 2 000 fois par seconde, c'est-à-dire sous l'effet d'un signal BF modulateur de 2 000 Hz (donc 2 kHz), l'index de modulation sera de 10 : 2, c'est-à-dire 5.

Les intensités relatives de la porteuse modulée en fréquence et des diverses fréquences latérales dépendent directement de l'index de modulation ; elles varient d'ailleurs notablement lorsqu'on fait varier cet index. Dans l'exemple précédent, les fréquences latérales se présentent du « côté supérieur » à 1002, 1004, 1006, 1008, 1010, 1012 kHz, etc., et du « côté inférieur » à 998, 996, 994, 992, 990, 988 kHz, etc. Proportionnellement à l'intensité de la porteuse *non modulée* (que nous coterons à 100), ces fréquences latérales ont les intensités suivantes (dans le cas d'un index de 5) : 1002 et 998 = 33 % ; 1004 et 996 = 5 % ; 1006 et 994 = 36 % ; 1008 et 992 = 39 % ; 1010 et 990 = 26 % ; 1012 et 988 = 13 %. Quant à l'intensité de la porteuse à 1 000 kHz, elle vaudra 18 % de sa valeur non modulée. Tout cela peut être mis en évidence par observation sur l'écran d'un analyseur de

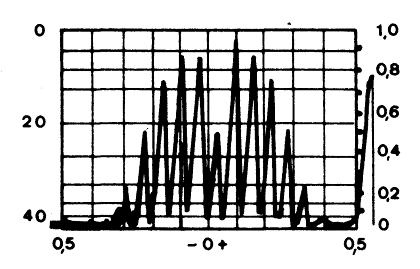


Fig. XVI-4-2

spectre ; un exemple est montré sur la figure XVI-4-2.

En modifiant l'amplitude du signal modulateur, on changera la déviation, et par conséquent l'index, avec pour résultat que les fréquences latérales (toujours situées aux mêmes emplacements) auront des intensités différentes de celles indiquées précédemment.

De même, l'index de modulation varie avec la fréquence modulatrice. C'est ainsi que dans l'exemple précédent, pour une déviation de ± 10 kHz et un signal BF de 2 kHz (2 000 Hz), l'index était de 5 ; mais avec un signal BF de 0,5 kHz (500 Hz), l'index serait de 20.

C'est la raison pour laquelle, en modulation normale (c'est-à-dire avec un signal modulateur complexe s'étalant sur toute une gamme BF), on définit l'index par le quotient entre la déviation maximale et la fréquence modulatrice **la plus élevée** à transmettre.

Revenons à notre exemple de modulation par un signal modulateur à fréquence fixe. Nous savons que les amplitudes relatives des différentes fréquences latérales et de la porteuse varient beaucoup lorsqu'on fait varier la déviation en augmentant (ou en diminuant) la valeur de la modulation. Etant donné que l'on connaît la relation liant ces grandeurs, il existe une méthode simple de mesure de la déviation ; on obtient le résultat sous forme d'index de modulation pour une valeur donnée de l'amplitude du signal BF appliqué.

Le procédé consiste à augmenter progressivement le niveau du signal modula-

teur appliqué (à fréquence fixe) jusqu'à ce que l'amplitude de la *composante porteuse* devienne nulle ; l'index de modulation pour une porteuse nulle peut être déterminé au moyen de la table ci-dessous :

N° d'ordre des porteuses nulles	Index de modulation
1	2,405
2	5,520
3	8,654
4	11,792
5	14,931

Comme on peut s'en rendre compte d'après cette table, on obtient un premier point de porteuse nulle lorsque l'index est de 2,405, c'est-à-dire lorsque la déviation vaut 2,405 fois la fréquence modulatrice.

Par exemple, si le signal BF est de 1 000 Hz, si l'on augmente la modulation jusqu'à ce que l'on obtienne la première porteuse nulle, la déviation vaudra alors 2,405 fois la fréquence modulatrice, soit 2,405 kHz. Pour une fréquence modulatrice de 2 000 Hz, la déviation vaudrait 4,810 kHz lors de la première porteuse nulle. D'autres porteuses nulles seront obtenues lorsque l'index vaudra 5,52 – puis 8,654 – et pour des valeurs supérieures séparées d'environ π.

A défaut d'analyseur de spectre, l'annulation de la fréquence porteuse peut être mise en évidence simplement par l'utilisation d'un récepteur voisin de l'émetteur, à condition que ce récepteur soit suffisamment sélectif (la largeur de bande passante étant au maximum de deux fois la fréquence modulatrice) afin d'éliminer les bandes latérales.

On peut par exemple utiliser un récepteur ou un autre transceiver (en réception) 144 MHz, mais en mode LSB, USB ou CW, c'est-à-dire faisant intervenir un filtre FI à bande passante étroite.

Indiquons qu'en NBFM et sur VHF, la déviation maximale semble à peu près être désormais normalisée à ± 5 kHz.

§ 2. — Emission

Pour obtenir une modulation en fréquence, divers procédés peuvent être mis en œuvre ; nous allons rapidement examiner les principaux.

I. — Procédé par réactance variable avec la modulation

Un circuit monté en réactance variable (self-induction ou capacité), soumis aux signaux de l'amplificateur B.F., commande un maître-oscillateur pilote et lui impose une modulation de fréquence. Mais un maître-oscillateur non piloté par cristal n'étant pas suffisamment stable, il est recommandé d'effectuer une correction automatique de la fréquence moyenne porteuse.

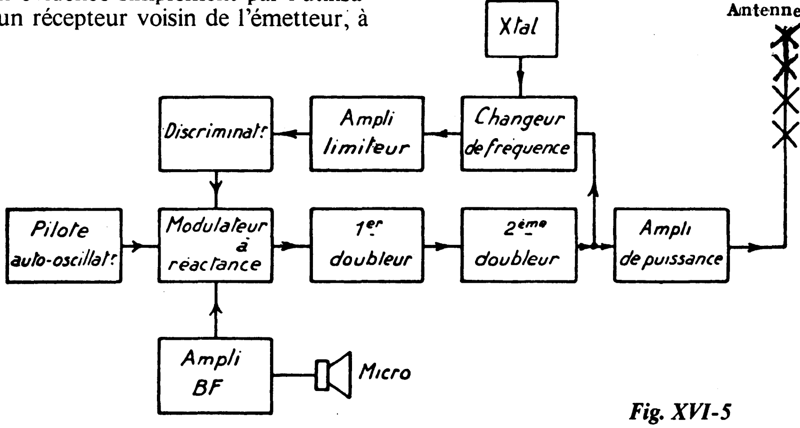


Fig. XVI-5

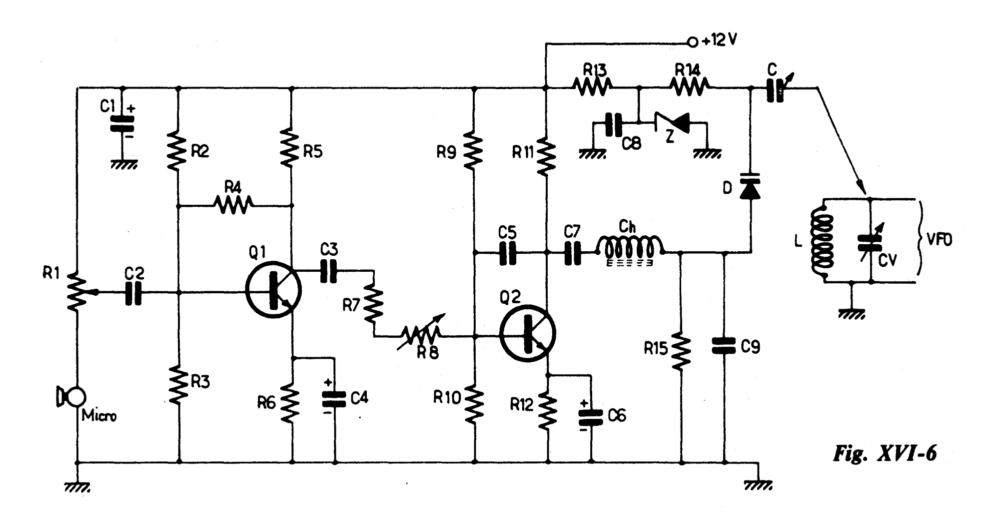


Fig. XVI-6

Le schéma de principe d'un tel montage est donné sur la figure XVI-5. Voici, en quelques mots, comment fonctionne la correction automatique de fréquence : on fait battre la fréquence moyenne porteuse à contrôler avec celle d'un quartz dit « quartz de référence » ; la fréquence résultante est appliquée à un discriminateur. Selon son principe, le discriminateur délivre une tension continue proportionnelle à l'écart entre la fréquence résultante et la fréquence de réglage du discriminateur.

C'est cette tension continue qui, appliquée également sur le tube modulateur à réactance, corrige la fréquence du pilote.

II. — Procédé de la diode modulatrice

En parallèle sur le circuit oscillant L - CV de pilotage (V.F.O.), on place un condensateur C dont l'effet de dérive de fréquence est commandé par une diode D, polarisée en inverse, cette dernière étant elle-même commandée par les signaux B.F. (fig. XVI-6). Il est possible de régler la largeur du swing en ajustant le condensateur C.

Comme diode modulatrice D, on peut utiliser une diode ordinaire au germanium genre OA 85 ; des résultats très valables peuvent ainsi être obtenus. Mais le mieux est d'employer une diode D « varicap » (type BA 102, BA 111, etc.), diode au silicium à variation de capacité en fonction de la tension.

Voici d'ailleurs quelques détails complémentaires concernant ce montage.

Le microphone est du type charbon ; mais on peut tout aussi bien utiliser un microphone dynamique muni de son transformateur à impédance de sortie 200 Ω. Dans ce cas, R_1 est supprimée et le secondaire du transformateur microphonique est connecté entre C_2 et masse. D'autre part, nous avons :

D = BA 102 (varicap) ;

Z = BZX 61/C9V1 (zener) ;

$Q_1 = Q_2$ = 2N 930 ;

R_1 = 1 kΩ (pot. carbone lin.) ; R_2 = 47 kΩ ; R_3 = 22 kΩ ;
R_4 = 330 kΩ ; R_5 = 4,7 kΩ ; R_6 = 3,3 kΩ ; R_7 = 47 kΩ ;
R_8 = 47 kΩ ajust. lin. ; R_9 = 18 kΩ ; R_{10} = 6,8 kΩ ; R_{11} = 1,5 kΩ ;

R_{12} = 1 kΩ ; R_{13} = 220 Ω ; R_{14} = 100 kΩ ; R_{15} = 8,2 kΩ.

Ch = bobine d'arrêt sur ferrite.

C = 6 - 60 pF ajustable ; C_1 = 100 µF/16 V ; C_2 = 22 nF ; C_3 = 4,7 nF ; $C_4 = C_6$ = 100 µF/6 V ; C_5 = 3,6 nF ; C_7 = 2,5 µF/6 V ; C_8 = 22 nF ; C_9 = 4,7 nF.

Dans le cas d'un oscillateur à quartz, un montage couramment employé est celui que nous représentons sur la figure XVI-7. Il est difficile d'avoir directement une variation suffisante du quartz lui-même ; aussi lui adjoint-on une bobine L en série et il s'agit alors plutôt d'une modulation de phase. L'ajustage du condensateur C permet d'obtenir l'index de modulation désiré. Le point de fonctionnement de la diode varicap DV est déterminé par le potentiomètre *Pot.* pour avoir une variation symétrique de part et d'autre de la fréquence d'oscillation (non modulée). En général, le swing obtenu par ce moyen demeure relativement faible (notamment pour des raisons de linéarité) ; cependant, grâce aux étages multiplicateurs de fréquence faisant suite, on parvient à obtenir un index de modulation tout à fait correct et suffisant.

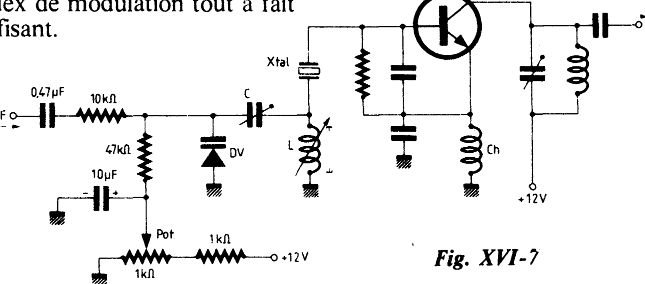


Fig. XVI-7

Réalisations pratiques

III. — Emetteur F.M. mobile 600/750 mW

L'émetteur 165 MHz décrit ci-après délivre 600 mW (pour 12 V, 168 mA) ou 750 mW (pour 13,8 V, 192 mA) avec un rendement global de l'ordre de 30 %. Il s'agit d'un montage extrait des Notes d'Applications (réf. 801/7/66) de la R.T.C. ; il peut facilement être modifié et accordé pour 144 MHz.

Cet émetteur, dont le schéma complet est représenté sur la figure XVI-8, est *modulé en phase*. L'emploi de transistors et de diodes au silicium assure à l'appareil un fonctionnement normal dans une large gamme de températures (— 30 à + 60 ° C) ; dans ces mêmes limites, la variation de la fréquence porteuse est inférieure à ± 2 kHz. Le taux de suppression des harmoniques varie de 63 dB à 83 dB selon le rang.

L'amplificateur de modulation est attaqué par un microphone du type charbon et comporte deux transistors Q_1, Q_2, type 2 N 930. Sa réponse est plate entre 300 et 3 000 Hz ; hors de ces limites, précisons que l'affaiblissement est de 6 dB par octave et est dû à l'emploi de circuits limiteurs.

L'oscillateur du type Colpitts piloté par quartz comporte un transistor Q_3 (BF115) et utilise un quartz (X) overtone 3, résonance série, 20,625 MHz, sous boîtier scellé, présentant une bonne stabilité en fréquence. Le quartz oscille pour l'accord correct du circuit L_2 C_9. La charge apportée par R_{24} a pour but de réduire l'influence du modulateur sur l'oscillateur. Le modulateur de phase est un circuit accordé comportant une diode D_2 à capacité variable (varicap BA 102). Pour un signal B.F. à 1 000 Hz, la variation de phase est de 24°, donnant une déviation de fréquence de 3,33 kHz. L'alimentation commune du modulateur et de l'oscillateur est stabilisée par une diode Zener D_1 (BZY63) pour éviter qu'une variation de tension provoque un désaccord du modulateur et un glissement de fréquence de l'oscillateur-pilote.

A la sortie du modulateur de phase, on dispose d'une puissance de 5 mW à 20,215 MHz. Elle est amplifiée jusqu'à 100 mW environ à 165 MHz par trois étages successifs doubleurs de fréquence, équipés respectivement des transistors Q_4 (BF115), Q_5 (BSX19) et Q_6 (BFY70) en base commune. Le dernier étage doubleur, pris dans

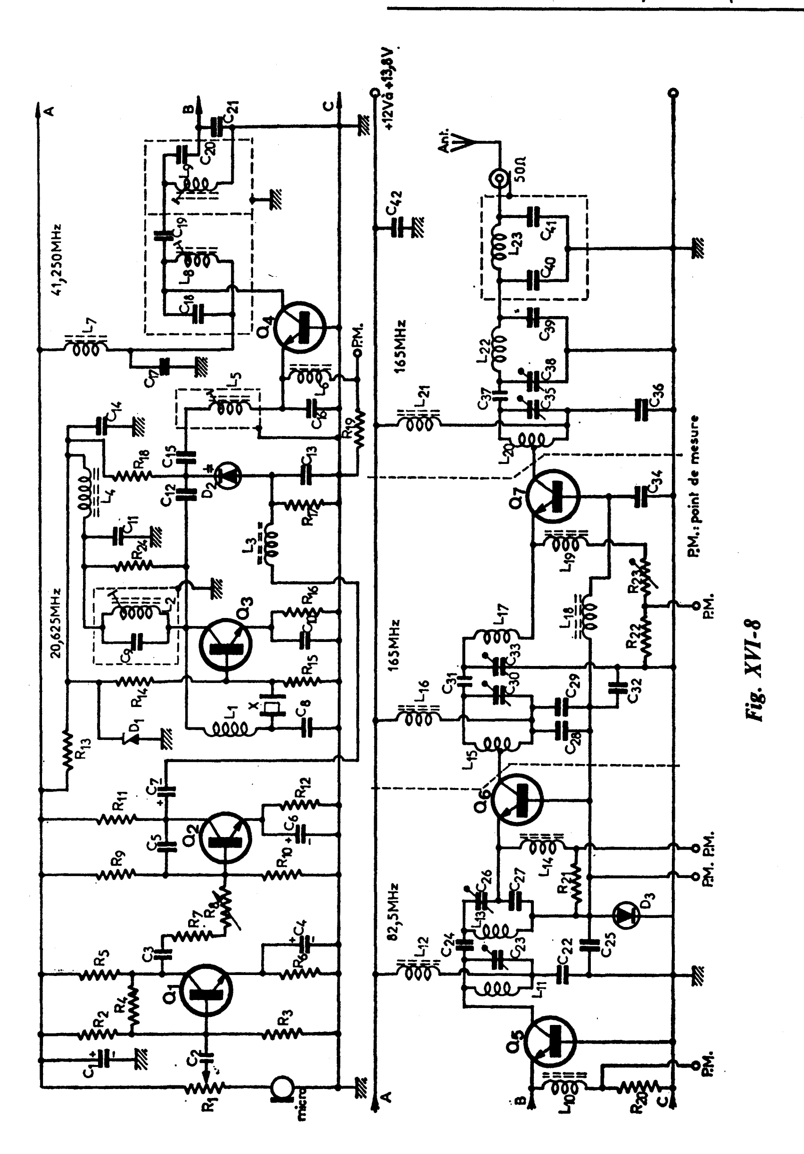


Fig. XVI-8

son ensemble, constitue la partie supérieure d'un diviseur de tension alimentant la base du transistor final, la partie inférieure étant une diode D_3 (BA114) polarisée en direct qui donne une tension de polarisation stable. Les avantages de ce dispositif sont, d'une part, l'économie du courant d'un pont de base potentiométrique classique et, d'autre part, en cas de panne d'excitation, l'étage final ne consomme plus.

L'étage de sortie utilise un transistor Q_7 (BFY70) en base commune. Le circuit est neutrodyné par la capacité C_{34} ; le courant du collecteur est ajusté au moyen de la résistance R_{23} du circuit émetteur. Le circuit de sortie se compose d'un filtre passe-

bande suivi d'une section de filtre en π passe-bas. Le facteur de qualité Q en charge du filtre passe-bande est de 10. Par l'intermédiaire d'un disque de béryllium isolant, le transistor Q_7 est monté sur le châssis qui sert de radiateur.

Pour une alimentation à 12 V - 168 mA, les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

Intensité dans le microphone = 8,5 mA environ.

Q_1 : V_{CE} = 4 V ; I_C = 0,94 mA ;

Q_2 : V_{CE} = 5,3 V ; I_C = 2,6 mA ;

D_1 : 9 V 8,3 mA ;

Q_3 : V_{CE} = 7,28 V ; I_C = 4,35 mA ; V_{BE} = - 0,72 V ;

Q_4 : V_{CE} = 11,45 V ; I_C = 3,1 mA ; V_{BE} = 0,55 V ;

Q_5 : V_{CE} = 10,97 V ; I_C = 9,7 mA ; V_{BE} = 1,03 V ;

Q_6 : V_{CE} = 10,3 V ; I_C = 37 mA ; V_{BE} = 0,86 V ;

Q_7 : V_{CE} = 11,55 V ; I_C = 92 mA ; V_{BE} = 0,36 V ; rendement 56,5 %.

Sur le schéma, les principaux points de mesure sont indiqués par les connexions PM.

Valeurs et caractéristiques des composants :

Résistances

Toutes valeurs en tolérance ± 5 % et du type 1/8 W sauf indication spéciale.

R_1 = 1 kΩ, potentiomètre carbone linéaire ; R_2 = 47 kΩ ; R_3 = 22 kΩ ; R_4 = 330 kΩ 1/4 W ; R_5 = 4,7 kΩ ; R_6 = 3,3 kΩ ; R_7 = 47 kΩ ; R_8 = 50 kΩ, potentiomètre carbone linéaire ; R_9 = 18 kΩ ; R_{10} = 6,8 kΩ ; R_{11} = 1,5 kΩ ; R_{12} = 1 kΩ ; R_{13} = 220 Ω 1/4 W ; R_{14} = 12 kΩ ; R_{15} = 1,8 kΩ ; R_{16} = 390 Ω ; R_{17} = 8,2 kΩ ; R_{18} = 100 kΩ ; R_{19} = 180 Ω ; R_{20} = 100 Ω ; R_{21} = 22 Ω ; R_{22} = 1 Ω bob ; R_{23} = 15 Ω, potentiomètre bobiné ; R_{24} = 3,3 Ω.

Condensateurs

E = électrochimique ; P = polyester ; C = céramique ; A = ajustable à air. Pour les condensateurs fixes, tolérance ± 20 %, sauf indication spéciale.

C_1 = 250 µF, 16 V, E ; C_2 = 18 nF, 160 V, P ; C_3 = 4,7 nF, 400 V, P ; C_4 = 80 µF, 6,4 V,E ; C_5 = 8,2 nF, 400 V,P ; C_6 = 80 µF, 6,4 V,E ; C_7 = 2,5 µF, 6,4 V,E ; C_8 = 39 pF ± 5 %, C ; C_9 = 39 pF ± 2 %, C ; C_{10} = 3,9 nF, 500 V,C ; C_{11} = 3,9 nF, C ; C_{12} = 1,8 pF, C ; C_{13} = 4,7 nF, C ; C_{14} = 3,9 nF, C ; C_{15} = 3,9 nF, C ; C_{16} = 120 pF, C, ± 5 % ; C_{17} = 3,9 nF, C ; C_{18} = 18 pF, C, ± 5 % ; C_{19} = 1,8 pF, C ; C_{20} = 18 pF, C, ± 5 % ; C_{21} = 120 pF, C, ± 5 % ; C_{22} = 680 pF, C ; C_{23} = 25 pF, A ; C_{24} = 2,2 pF, C, ± 0,25 pF ; C_{25} = 680 pF, C ; C_{26} = 25 pF A ; C_{27} = 22 pF, C, ± 5 % ; C_{28} = 680 pF, C ; C_{29} = 100 pF, C, ± 5 % ; C_{30} = 25 pF, A ; C_{31} = 2,2 pF, C, ± 0,25 pF ; C_{32} = 100 pF, C, ± 5 % ; C_{33} = 25 pF, A ; C_{34} = 100 pF, C, ± 5 % ; C_{35} = 25 pF, A ; C_{36} = 100 pF, C, ± 5 % ; C_{37} = 2,7 pF, C, ± 0,5 pF ; C_{38} = 25 pF, A ; C_{39} = 33 pF, C, ± 5 % ; C_{40} = 22 pF, C, ± 5 % ; C_{41} = 22 pF, C, ± 5 % ; C_{42} = 3,9 nF.

Bobinages
(matériel R.T.C.)

L_1 = 5,6 µH ;

L_2 = 17 tours de fil de cuivre émaillé de 2/10 de mm, sur une longueur de 10 mm, sur mandrin type AP 3016/00 à noyau réglable ;

L_3 = 580 mH ; pot ferrite P 18/11 en 3H1, sans entrefer ; 464 tours de fil de cuivre émaillé de 16/100 de mm ;

L_4, L_6, L_7, L_{10}, L_{12}, L_{14}, L_{16}, L_{18}, L_{19} et L_{21} = bobines d'arrêt, type VK 200 10/3B ;

L_5 = 3 µH ; 28 tours de fil de cuivre émaillé de 16/100 de mm sur mandrin type AP 3016/00 à noyau réglable ;

L_8 = L_9 = 0,78 µH ; 13 tours de fil de cuivre émaillé de 16/100 de mm sur mandrin type AP 3016/00 à noyau réglable ;

$L_{11} = L_{13} =$ 4 tours de fil de cuivre de 10/10 de mm, sur air, diamètre intérieur 10 mm ;

L_{15}, L_{17}, L_{22} = 2 tours de fil de cuivre de 10/10 de mm, sur air, diamètre intérieur 10 mm ; pour L_{15}, prise à 0,75 tour du « côté froid » ;

L_{20} = identique à L_{15} ;

L_{23} = 2 tours de fil de cuivre de 10/10 de mm, sur air, diamètre intérieur 5 mm.

Par ailleurs, L_3 est identique à L_2. Les bobines d'arrêt Ch sont du type VK 200 sur ferrite ou similaire.

Ensuite, nous avons un nouvel étage doubleur de fréquence avec transistor Q_4, type BSX 61, monté en émetteur commun. Le circuit de collecteur est chargé par la bobine L_4 (1 tour, diamètre intérieur de 8 mm) accordée vers 216 MHz par CV_6 - CV_7 en série, disposition permettant l'adaptation d'impédance à l'étage suivant.

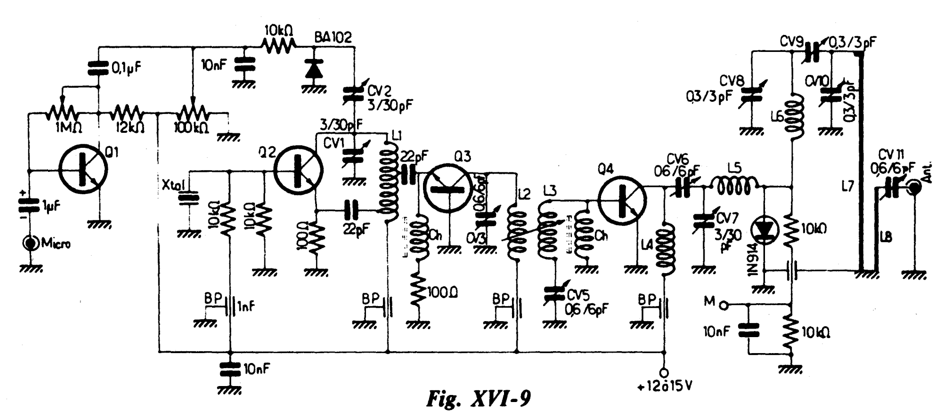


Fig. XVI-9

IV. — Emetteur FM 432 MHz 200 mW

Le schéma de ce montage fait l'objet de la figure XVI-9. L'étage oscillateur est piloté par quartz overtone 5 d'une fréquence de l'ordre de 54 MHz (ou légèrement supérieure) avec un transistor Q_2, type 2N 2369, dont le circuit de collecteur L_1 - CV_1 est accordé vers 54 MHz pour l'oscillation du quartz. La bobine L_1 comporte 6 tours de fil de cuivre nu poli de 12/10 de mm sur air, diamètre intérieur 6 mm ; enroulement à spires espacées, écartement égal au diamètre du fil ; prise pour la réaction sur l'émetteur à 1 tour du côté alimentation ; prise pour la liaison à l'étage suivant à 2 tours.

L'étage suivant avec transistor Q_3, type 2N2369 également, fonctionne en doubleur de fréquence, avec base à la masse ; accord du circuit L_2 - CV_3 vers 108 MHz. Le bobinage L_2 est réalisé comme l'enroulement précédent, mais ne comporte que 2 tours.

Celui-ci est encore un doubleur de fréquence, non plus à transistor, mais à diode varactor... en l'occurrence une simple diode à jonction type 1N 914. Le circuit d'entrée L_5 - CV_7 présente une impédance très faible à 216 MHz et une impédance élevée pour toute autre fréquence. Par ailleurs, le circuit L_6 - CV_8 présente une impédance très faible pour la fréquence de sortie de 432 MHz et une impédance très élevée pour toutes les autres fréquences. Les seuls courants de fréquences 216 et 432 MHz peuvent donc circuler à travers la diode-varactor.

La bobine L_5 comporte 3 tours sur air (8 mm de diamètre) et L_6 n'a que deux tours sur un diamètre de 5 mm (fil de 12/10 de mm cuivre argenté).

L_7 est une bande de cuivre argenté de 70 mm de long et 4 mm de large placée horizontalement à 8 mm du châssis métallique (masse) auquel elle est soudée par son côté « froid ». L_8 est destinée au couplage ; il

s'agit de 15 mm de fil parallèle à L_7. La capacité ajustable CV_{11} est destinée à compenser la réactance de L_8 en permettant ainsi un meilleur transfert de l'énergie à l'antenne.

Au moment de la mise au point, par le réglage des divers condensateurs ajustables, en commençant par le pilote, et en remontant vers le circuit de sortie, on cherche à obtenir le maximum d'intensité dans le collecteur du transistor faisant suite. Cela se traduit aussi par la déviation maximale d'un contrôleur universel connecté entre le point M et la masse. Émetteur convenablement réglé, une ampoule 6,3 V 40 mA connectée à la douille « Ant. » doit s'éclairer au blanc.

Le système de modulation est excessivement simple. Partant d'un microphone à haute impédance (type piézoélectrique ou type dynamique muni de son transformateur élévateur 50 kΩ), nous n'avons qu'un seul transistor Q_1 préamplificateur (type BC 107) ; ce dernier fournit à une diode varicap BA 102 polarisée à + 3 V pour rendre la modulation bien symétrique, un signal modulé qui provoque la modulation de fréquence souhaitée.

La diode varicap est couplée au collecteur de Q_2 par une capacité CV_2 de 3 - 30 pF. Les seuls réglages à effectuer sont celui du potentiomètre de 100 kΩ lin. polarisant la varicap à 3 V et celui de CV_2 pour obtenir un « swing » de modulation et une qualité convenable. Le réglage de CV_2 peut entraîner le décrochage du quartz ; dans ce cas, il suffit de retoucher CV_1 en conséquence.

•

Nous ne nous étendrons pas davantage sur la réalisation d'émetteurs complets pour la modulation de fréquence. En effet, tous les émetteurs (de faible ou de forte puissance) prévus pour la modulation d'amplitude que nous avons décrits au cours des chapitres précédents, peuvent très rapidement être transformés en émetteurs à modulation de fréquence. Pour cela, il suffit d'adjointre à l'étage pilote V.F.O. un dispositif de modulation à diode-varicap conforme aux montages faisant l'objet des figures XVI-6 ou 7. Naturellement, le puissant modulateur nécessaire à la modulation d'amplitude devient superflu, et pour l'étage final PA/HF, on pourra adopter les conditions de fonctionnement de la classe C-CW.

§ 3. — Réception

Il ne saurait être question d'examiner ici *tous* les systèmes de détection (ou démodulation) convenant aux ondes modulées en fréquence, mais uniquement ceux employés par les amateurs et plus particulièrement adaptés à la N.B.F.M.

Les détecteurs habituels ne permettent pas de restituer les signaux B.F. d'une onde modulée en fréquence (ou en phase). En effet, si nous faisons agir une onde modulée en fréquence sur un détecteur ordinaire, on obtient uniquement une composante continue, puisque l'*amplitude* de cette onde est constante. Il faut, en fait, transformer les variations de fréquence en variations de courant (ou de tension). Pour cela, on peut adopter la solution suivante, vue ici d'une façon très simple et toute théorique : on fait agir l'onde modulée en fréquence sur un circuit oscillant qui lui présente la partie montante (ou descendante) de sa courbe de résonance (voir fig. XVI-10). Les fréquences les plus élevées, se rapprochant de la résonance, donnent des amplitudes plus grandes que les fréquences plus basses. A l'intensité de la modulation correspond l'amplitude de la variation de tension détectée ; d'autre part, à la vitesse du swing de fréquence correspond la vitesse des varia-

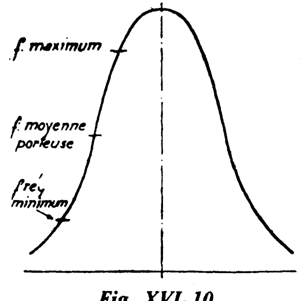


Fig. XVI-10

tions d'amplitude dues à la hauteur (ou fréquence) du son. Si la courbe de résonance du circuit est droite dans la partie du swing de fréquence, la modulation est reproduite sans distorsion après cette « détection » appelée, dans ce cas, *« démodulation »*.

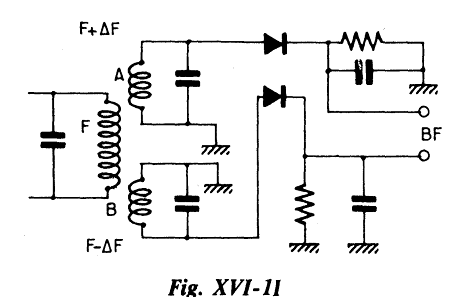


Fig. XVI-11

Une amélioration du système précédent, résidant dans l'agrandissement du domaine utilisable pour la démodulation, donc en même temps l'obtention d'une meilleure linéarité, consiste à employer un convertisseur équilibré (fig. XVI-11). Ce convertisseur comporte deux circuits accordés, A et B, l'un sur la fréquence F + Δ F, l'autre sur F − Δ F, donc symétriques par rapport à la fréquence moyenne porteuse F. On obtient une courbe amplitude-fréquence sensiblement linéaire entre F + Δ F et F − Δ F. La double diode assure la détection de la modulation d'amplitude résultant de la modulation de fréquence.

Ce système est assez délicat, car il exige des circuits A et B d'une parfaite stabilité ; aussi lui préfère-t-on le montage discriminateur que nous verrons ensuite, peut-être plus complexe, mais plus certain quant aux résultats.

•

Discriminateur Foster-Seeley

Dans un transformateur M.F. ordinaire il existe une différence de phase de $\pi/2$ entre les tensions apparaissant aux bornes du primaire et du secondaire accordés sur la même fréquence. Cette différence de phase varie, lorsque la fréquence appliquée varie. Donc, si les primaire et secondaire sont disposés de telle manière que les tensions à leurs bornes s'ajoutent, la tension résultante prise aux bornes de l'ensemble sera plus grande d'un côté de la fréquence de résonance que de l'autre. On obtient alors une courbe de résonance telle que E_1 ou E_2, suivant le signe de l'induction mutuelle entre primaire et secondaire (fig. XVI-12); il convient de noter que la résonance se produit sur une fréquence autre que la fréquence d'accord commune F des deux circuits.

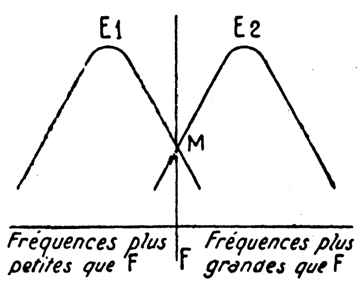


Fig. XVI-12

Dans notre schéma figure XVI-13, les tensions de *c* et *b* par rapport à la prise médiane *m* sont déphasées de π (en opposition). Si l'on appelle E_1 la tension entre les points *a b*, et E_2 la tension entre les points *a c*, ces deux tensions varieront respectivement et simultanément suivant les courbes E_1 et E_2 de la figure XVI-12.

Appliquons à l'entrée du circuit une oscillation ayant la fréquence d'accord F de L_1 C_1 et L_2 C_2 ; on se place sur les deux courbes de résonance au point M. Les tensions E_1 et E_2, apparaissant entre A et B, d'une part, et entre A et C, d'autre part, sont égales en amplitude. Les composantes continues des courants de détection de E_1 et de E_2 circulent dans R_1 et R_2 et si $R_1 = R_2$, le point C est, à cet instant, au même potentiel que A, soit zéro.

Appliquons maintenant, à l'entrée de notre dispositif, une tension ayant une fréquence différente de F, soit F + Δ F, ou F − ΔF ; une des deux tensions E_1 ou E_2 l'emportera sur l'autre en amplitude suivant que, dans l'hypothèse de notre diagramme, la fréquence d'attaque est plus petite ou plus

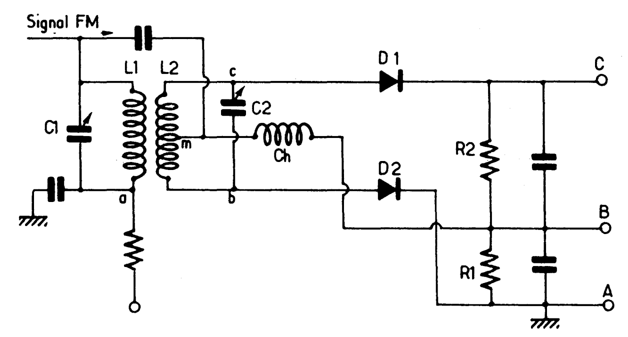


Fig. XVI-13

grande que F. Si E_2 l'emporte, la tension du point C sera positive par rapport à A ; si c'est E_1, la tension en C sera négative par rapport à A.

Nous atteignons bien, alors, le but recherché, soit la transformation d'une variation de fréquence en une variation de tension. Au point C, par rapport à la masse, nous avons une tension continue qui est la somme des tensions continues de détection de sens opposés. Par conséquent, *outre les signaux B.F. disponibles à ce point,* nous pouvons utiliser cette composante continue, après un circuit découpleur, pour la commande automatique d'accord (ou correction de fréquence) du récepteur.

De plus, au point milieu B des circuits de charge des diodes (type AA 119), nous avons, toujours par rapport à A, une tension négative qui, elle, est fonction de l'intensité des signaux reçus. En d'autres termes, c'est la tension de commande de gain. La bobine d'arrêt Ch a pour but d'éviter le court-circuit H.F. des tensions disponibles sur L_1, par le circuit de cathode de la diode inférieure ; pratiquement, on remplace cette bobine d'arrêt par une résistance.

●

Démodulation par détecteur de rapport

Un autre procédé de démodulation très utilisé en F.M. met en œuvre le montage dit à « détecteur de rapport » que nous représentons sur la figure XVI-14.

Le discriminateur du dernier étage moyenne fréquence est le bobinage F_7 (boîtier-blindage non représenté).

Un enroulement tertiaire est couplé à l'enroulement primaire ; les circuits primaire et secondaire sont accordés sur la valeur moyenne fréquence médiane. La tension du secondaire est décalée de 90° par rapport au primaire. Le secondaire comporte une prise médiane reliée à l'enroulement tertiaire couplé au primaire. Les deux diodes (type AA 119) reçoivent d'une part

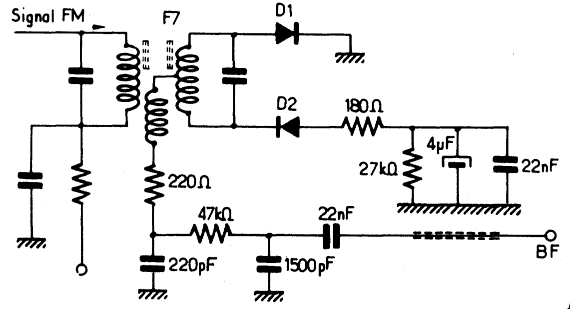


Fig. XVI-14

une partie des tensions secondaires, d'autre part une tension provenant du primaire par l'enroulement tertiaire. Lorsque la fréquence M.F. n'est pas modulée, le rapport des tensions détectées par les deux diodes est égal à l'unité. Aucune tension B.F. n'apparaît. Si la fréquence change, les tensions appliquées sur les diodes ne sont plus les mêmes, le rapport des tensions est différent de l'unité et une tension B.F. variant au rythme de la modulation apparaît sur la prise médiane du secondaire. Le condensateur électrolytique de 4 μF — 30 V (valeur minimum ; 10 ou 16 μF est mieux) shunte la résistance de charge de 27 kΩ. Il court-circuite les variations d'amplitude de faible durée telles que celles provoquées par les parasites. On obtient ainsi, en dehors de l'effet de discrimination, un effet limiteur rendant le récepteur moins sensible aux parasites.

Les signaux B.F. traversent le filtre de désaccentuation (47 kΩ et 1 500 pF) affaiblissant les aiguës, ces dernières étant volontairement accentuées à l'émission. On obtient ainsi une réduction supplémentaire des perturbations parasitaires pouvant éventuellement encore subsister.

•

Autres démodulateurs

Les difficultés rencontrées pour le bon réglage d'un discriminateur FM... ou les difficultés engendrées par un déréglage dans le temps ont inspiré les chercheurs qui ont résolu ces problèmes avec des démodulateurs à céramique piézoélectrique ; un exemple est représenté sur la figure XVI-15. Le démodulateur piézoélectrique est essentiellement constitué par le discriminateur céramique DC commercial, composant absolument stable et indéréglable. On ne peut donc imaginer discriminateur plus simple ; naturellement diverses variantes pratiques de montages sont cependant possibles.

Un autre montage démodulateur FM est représenté sur la figure XVI-16. Il utilise un circuit intégré type TBA 120 (Sescosem) qui comporte un amplificateur IF et se termine par un démodulateur à coïncidence. Le choix du rapport L/C pour le circuit de quadrature est très important si l'on veut obtenir de bons résultats en NBFM.

Pour terminer, rappelons également qu'un schéma d'amplificateur MF se terminant par des dispositifs de détection convenant en AM, en B.L.U. et en FM a été représenté sur la figure IV-52.

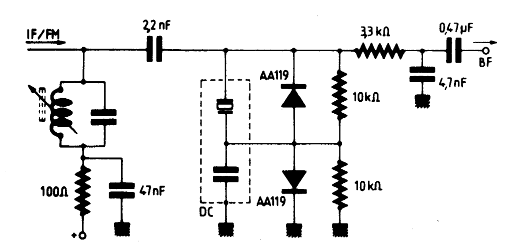


Fig. XVI-15

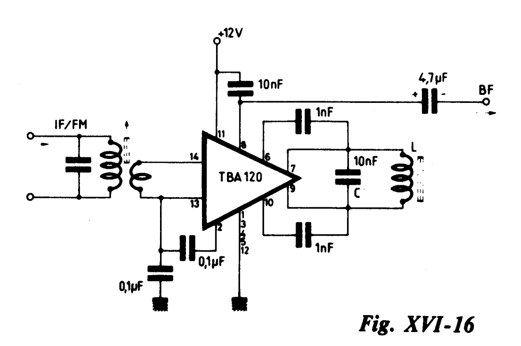


Fig. XVI-16

§ 4. — Transceiver 145 MHz FM pour le mobile

Le montage que nous proposons dans les lignes suivantes n'est certainement pas révolutionnaire ! Nous l'avons conçu volontairement simple afin qu'il puisse être facile à réaliser par tous. Pas de VFO, pas de synthétiseur de fréquence, et comme il s'agit d'un appareil destiné à être utilisé en « portable » ou en « mobile », on devra se contenter de quelques canaux judicieusement choisis dans la bande FM 145 MHz et déterminés par quartz.

SECTION « RÉCEPTEUR »

Le schéma de principe de cette section fait l'objet de la figure XVI-17.

Nous avons un étage amplificateur VHF à transistors FET-MOS double porte (Q_1) type BF 327, suivi d'un étage « premier changeur de fréquence » 10,7 MHz à transistor FET (Q_2) type BF 245. Pour ce premier changement de fréquence, l'injection est effectuée sur la source de Q_2 ; elle provient d'un oscillateur à quartz Q_3 (BF 377) suivi d'un étage tripleur de fréquence Q_4 (BF 377 également).

Les différents quartz *overtone* X_1 sont choisis dans la bande des 52 MHz ; selon la fréquence à recevoir, le quartz est sélectionné par un commutateur S_1. La détermination de la fréquence du quartz X_1 selon la fréquence à recevoir F_r s'effectue par la formule suivante :

$$X_1 = (F_r + 10{,}7) : 3$$

Voici quelques exemples :

$X_1 = (145{,}3 + 10{,}7) : 3 = 52$ MHz.

b) Pour recevoir la fréquence 145,500 MHz, on a :

$X_1 = (145{,}5 + 10{,}7) : 3 = 52{,}066$ MHz.

c) Pour recevoir la fréquence 145,675 MHz, on a :

$X_1 = (145{,}675 + 10{,}7) : 3 = 52{,}125$ MHz.

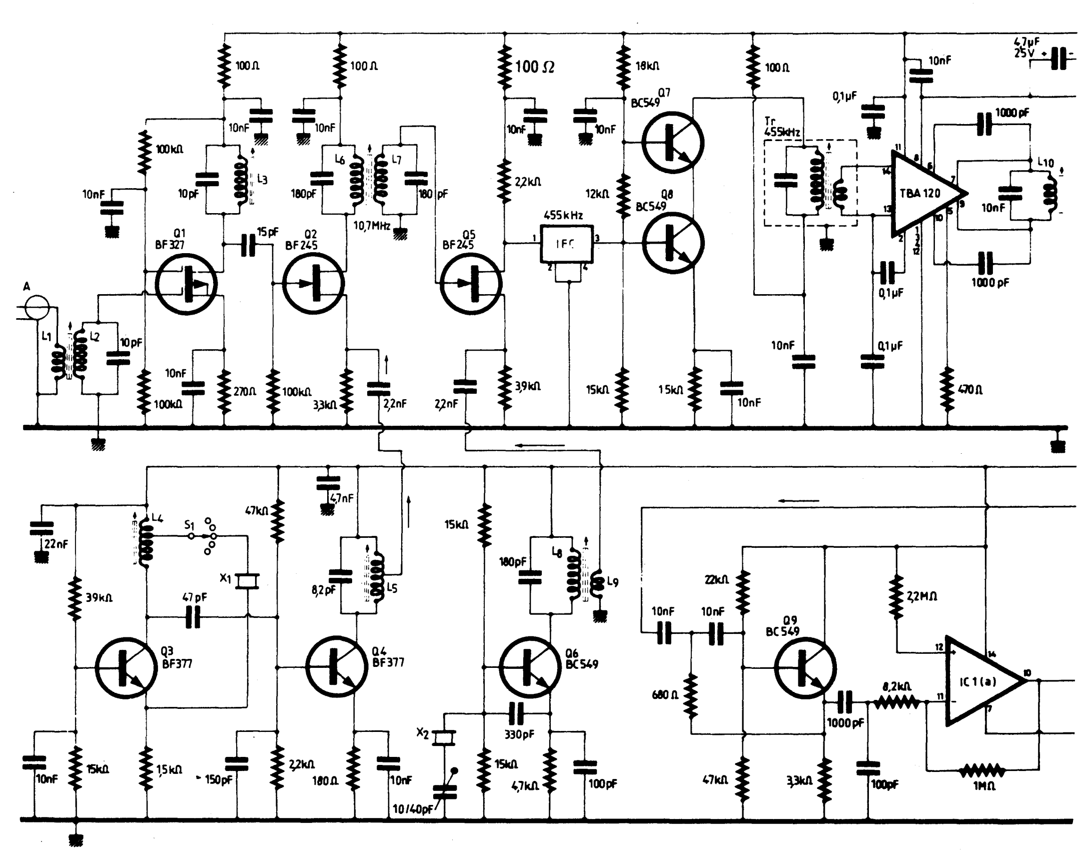


Fig. XVI-17

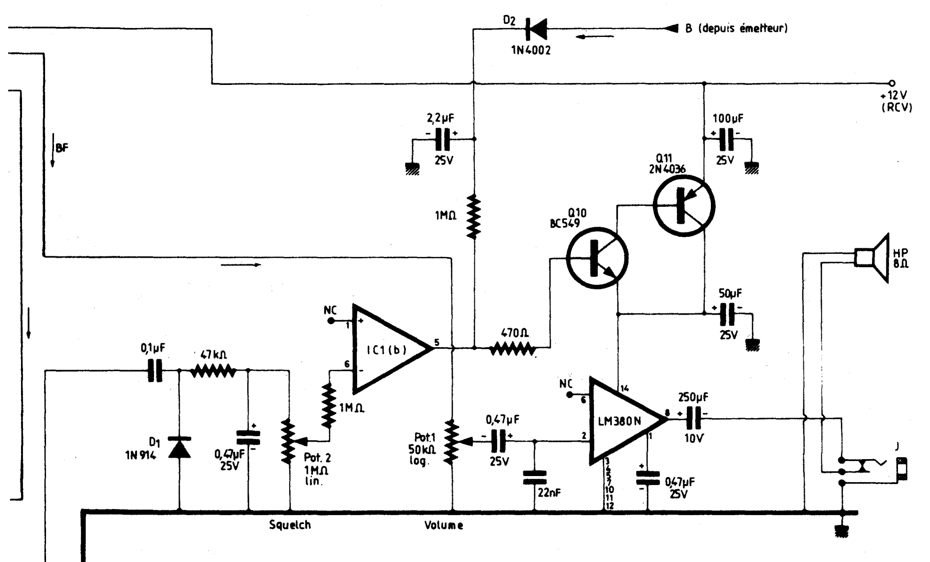
d) Pour recevoir la fréquence 145,750 MHz, nous devrons utiliser un quartz :
$X_1 = (145{,}75 + 10{,}7) : 3 = 52{,}150$ MHz.

A la sortie de Q_2 sur 10,7 MHz, nous procédons à un second changement de fréquence par le transistor Q_5 (BF 245) dont la source reçoit l'injection en provenance de l'oscillateur Q_6 à quartz X_2 de 10,245 MHz. Sur le circuit de drain de Q_5, nous avons donc un signal sur 455 kHz mis en évidence par le filtre céramique IFC type CFR - 455 de « Mu-Rata ».

L'amplificateur IF se termine par le circuit intégré TBA 120 (Sescosem) qui comporte également un démodulateur à coïncidence ; il est très important de respecter le rapport L/C indiqué pour le circuit de quadrature si l'on veut obtenir de bons résultats en NBFM ; les caractéristiques de fabrication de tous les bobinages seront données plus loin.

Les signaux BF sont disponibles sur la patte 8 du circuit intégré TBA 120 ; par l'intermédiaire du potentiomètre Pot. 1 (50 kΩ log.) de réglage du volume, ces signaux sont appliqués au circuit intégré LM 380 N de National Semiconductor (ou MFC 9020 Motorola) amplificateur BF dont les pattes 3, 4, 5, 7, 10, 11 et 12 sont connectées à la masse. Cet amplificateur pouvant délivrer 2 W est chargé par un petit haut-parleur de 8 à 10 cm de diamètre et de 8 Ω d'impédance ; un jack J à coupure est également prévu pour le branchement éventuel d'un haut-parleur extérieur d'un plus grand diamètre.

Le circuit « squelch » est d'une conception assez originale ; depuis la sortie 8 du circuit intégré TBA 120, les signaux disponibles sont également appliqués à un filtre passe-haut conçu autour du transistor Q_9. On sépare ici les signaux constituant le souffle et le bruit de fond des signaux BF utiles, et ils sont appliqués pour amplification au circuit intégré amplificateur opérationnel IC_1 (a) qui commande à son tour le dispositif « squelch » composé du circuit intégré IC_1 (b) et des transistors Q_{10} et Q_{11}. Le seuil d'entrée en action du squelch est déterminé par le réglage du potentiomètre Pot. 2 de 1 MΩ linéaire. Les signaux de bruit amplifiés par IC_1 (a) sont redressés par la diode D_1 (1N 914), et une tension positive réglable par Pot. 2 est appliquée à l'entrée inverseuse 6 de IC_1 (b) ; comme aucune tension n'est appliquée à l'entrée non-inverseuse 1, la



sortie 5 bloque l'interrupteur électronique $Q_{10} + Q_{11}$ et le circuit intégré LM 380 N amplificateur BF n'est plus alimenté.

Pour IC_1, nous avons employé un circuit intégré du type LM 3900 N de National Semiconductor (ou MC 3401 Motorola) à 14 pattes, qui est en réalité un quadruple amplificateur opérationnel et dont deux sections seulement *a* et *b* sont utilisées ; le schéma indique évidemment le câblage des pattes à réaliser.

Caractéristiques des bobinages

Tous les bobinages sont confectionnés sur des mandrins de 5 mm de diamètre avec noyau de ferrite réglable.

$L_2 = L_3 =$ 4 tours de fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm répartis sur 7 mm de large.

$L_1 =$ 1 tour de fil sous gaine plastique par-dessus L_2, côté froid.

$L_4 =$ 6 tours de fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm ; prise à 1 tour du côté alimentation.

$L_5 =$ 7 tours de fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm ; prise à 3 tours du côté alimentation.

$L_6 = L_7 =$ 16 tours de fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm enroulés jointifs ; espacement de 10 mm entre les deux enroulements (couplage).

$L_8 =$ 15 tours de fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm enroulés jointifs.

$L_9 =$ 3 tours, même fil, enroulés par-dessus L_8 côté froid.

$L_{10} =$ 50 tours de fil de cuivre émaillé de 2/10 de mm, enroulés jointifs et en 2 couches.

$T_r =$ transformateur MF ordinaire 455 kHz, type subminiature (10 x 10 x 10 mm).

●

SECTION « ÉMETTEUR »

La partie VHF de l'émetteur est représentée sur la figure XVI-18. Tout comme pour le récepteur, les différents canaux de

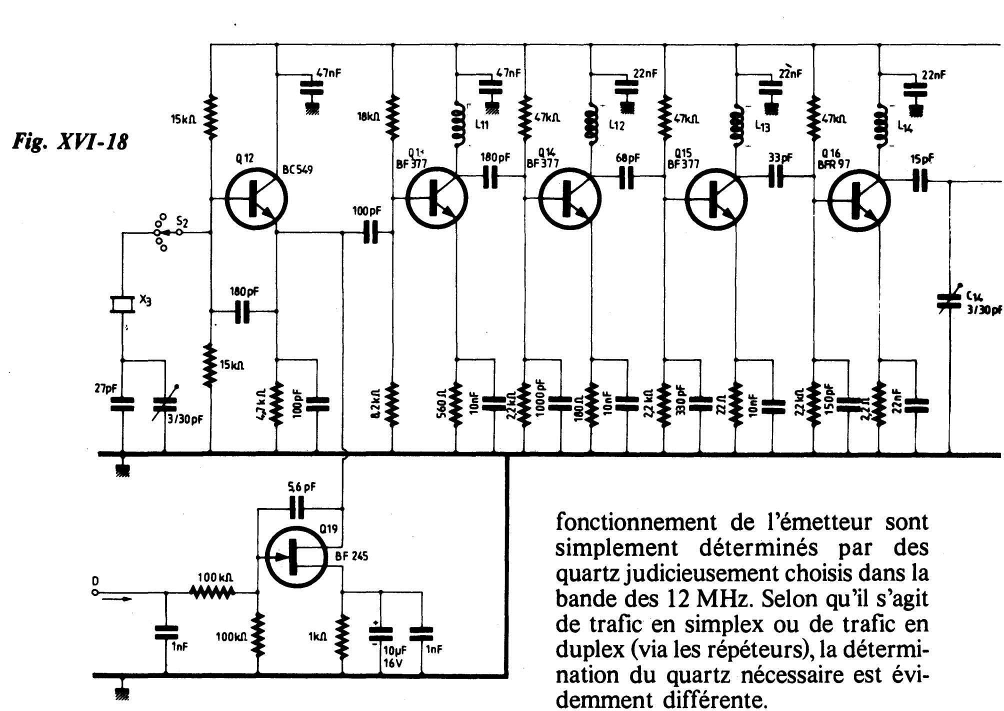


Fig. XVI-18

fonctionnement de l'émetteur sont simplement déterminés par des quartz judicieusement choisis dans la bande des 12 MHz. Selon qu'il s'agit de trafic en simplex ou de trafic en duplex (via les répéteurs), la détermination du quartz nécessaire est évidemment différente.

La multiplication de fréquence effectuée est la suivante : 3 x 2 x 2 (dans l'ordre des étages successifs de l'émetteur), soit 12.

En conséquence, si l'on veut trafiquer en simplex sur 145,300 MHz, il nous faut un quartz X_3 de 145,3 :12 = 12,108 MHz.

Pour la fréquence simplex de 145,500 MHz, il nous faut un quartz X_3 de 145,5 : 12 = 12,125 MHz.

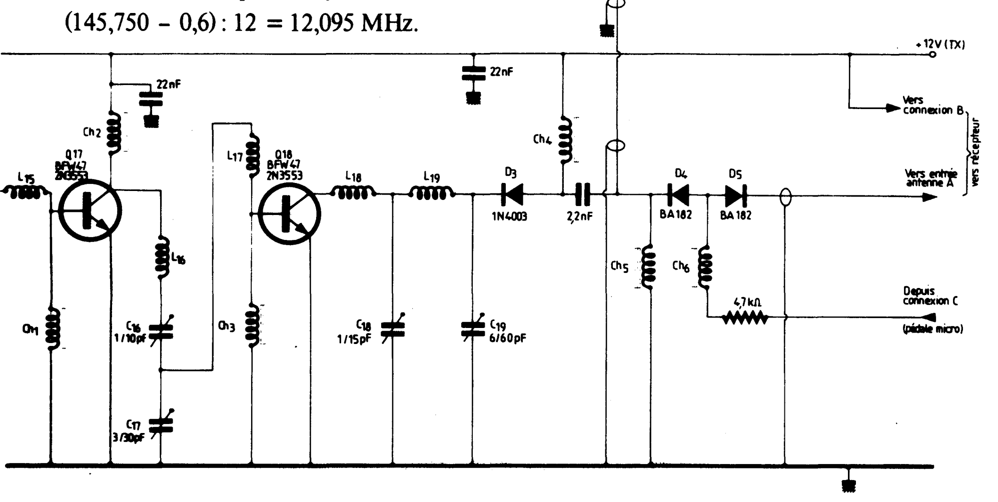
Pour le *trafic en duplex* via les répéteurs, on doit se souvenir que l'émission s'effectue sur une fréquence inférieure de 0,6 MHz (600 kHz) par rapport à la fréquence de réception.

Ainsi donc, pour le trafic en duplex sur la fréquence de réception de 145,675 MHz (R_3), il nous faut un quartz X_3 de :

(145,675 - 0,6) : 12 = 12,090 MHz.

Si l'on veut trafiquer en duplex sur la fréquence de réception de 145,750 MHz (R_6), il nous faut un quartz X_3 de :

(145,750 - 0,6) : 12 = 12,095 MHz.



Naturellement, et comme précédemment, le quartz X_3 nécessaire est sélectionné par un contacteur S_2.

Pour une utilisation plus commode de l'appareil, il convient de remarquer que les contacteurs S_1 et S_2 peuvent très bien être jumelés si on le désire, le principal étant de bien déterminer les quartz nécessaires selon qu'il s'agit d'un canal simplex ou d'un canal duplex.

Nous avons prévu un condensateur ajustable sur chaque quartz X_3, son réglage devant assurer une oscillation nette et franche (amplitude de l'ordre de 100 μV à la sortie de Q_{12}).

Cette oscillation est amplifiée par Q_{13}, puis appliquée à Q_{14} pour un triplage de fréquence (36 MHz), appliquée ensuite à Q_{15} pour un premier doublage de fréquence (72 MHz), et enfin appliquée à Q_{16} pour un second doublage de fréquence (144 MHz). Le circuit de sortie de ce dernier étage doubleur comporte un circuit accordé à diviseur capacitif permettant l'attaque optimale de l'étage driver Q_{17}.

Dans la suite d'étages que nous venons de voir, la réjection des harmoniques est excellente ; le réglage de ces étages au dip-mètre (ou au dip-mètre utilisé en ondemètre à absorption) ne cause aucun problème.

La liaison entre l'étage driver (Q_{17}) et l'étage PA (Q_{18}) est également faite par l'intermédiaire d'un diviseur capacitif. Quant au circuit de sortie (collecteur de Q_{18}), il s'agit évidemment d'un circuit L - π passe-bas, lequel supprime tout rayonnement indésirable tout en assurant une par-

faite adaptation pour l'antenne (impédance de 50 à 75 Ω).

Les transistors Q_{17} et Q_{18} sont munis chacun d'un petit radiateur cylindrique à ailettes.

Toutes les bobines d'arrêt marquées *Ch* sont confectionnées par quelques tours de fil enroulé en tore sur une perle de ferrite.

Les diodes D_3, D_4 et D_5 sont utilisées pour la commutation de l'antenne, soit sur le récepteur, soit sur l'émetteur ; nous y reviendrons plus loin.

Enfin, l'oscillation pilote (12 MHz) issue de l'étage Q_{12} est modulée en phase par un modulateur à réactance comportant le transistor à effet de champ Q_{19} ; ce dernier est attaqué (connexion D) par la section BF de l'émetteur, section que nous examinerons dans un instant.

Cet émetteur développe une puissance HF de l'ordre du watt (bon poids !) permettant un trafic très valable en portable ou en mobile (sur voiture), soit en simplex, soit via répéteur, selon les conditions géographiques environnantes.

Caractéristiques des bobinages

Les bobines L_{11} à L_{14} incluses sont confectionnées sur des mandrins de 5 mm de diamètre avec noyau de ferrite réglable.

L_{11} = 12 tours ; fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm ; enroulement jointif.

L_{12} = 7 tours ; fil de cuivre émaillé de 7/10 de mm ; enroulement réparti sur 10 mm.

L_{13} = L_{14} = 5 tours ; fil de cuivre émaillé de 7/10 de mm ; enroulement réparti sur 6 mm.

L_{15} = 3 tours ; fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm ; enroulement sur air avec un léger espacement entre spires ; diamètre intérieur de 6 mm.

L_{16} = 6 tours (comme L_{15}).

L_{17} = 3 tours (comme L_{15}).

L_{18} = 8 tours (comme L_{15}).

L_{19} = 9 tours (comme L_{15}).

Pour les bobines d'arrêt Ch_1 à Ch_5, on emploie du fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm enroulé en tore sur des perles de ferrite (diamètre extérieur = 3,5 mm ; diamètre intérieur = 1,3 mm ; longueur = 3 mm). Nous avons : Ch_1 = Ch_3 = 1 tour ; Ch_2 = Ch_4 = 2 tours ; Ch_5 = 3 tours.

La bobine d'arrêt Ch_6 est faite de 30 tours de fil de cuivre émaillé de 3 à 4/10 de mm, enroulés jointifs sur un bâtonnet de ferrite de 1,6 mm de diamètre et de 18 mm de long.

•

MODULATEUR

Cette section est représentée sur la figure XVI-19. Afin d'éviter tout retour de HF ou accrochage BF, l'entrée microphonique est « protégée » par l'intercalation en série d'une bobine d'arrêt Ch_7 (mêmes caractéristiques que Ch_5 vue précédemment) et d'une résistance de 10 kΩ, avec condensateur shunt de 1 000 pF.

Comme microphone, on peut utiliser, soit une petite pastille piézoélectrique, soit un microphone dynamique type 50 kΩ (à minitransformateur incorporé).

Ici également nous avons employé un circuit intégré IC_2 quadruple amplificateur opérationnel, type LM 3900 (National Semiconductor), dont deux parties seulement *(a* et *b)* sont utilisées. La partie *b* fonctionne en amplificatrice avec un gain de l'ordre de 100 ; à la sortie, nous avons un limiteur à diodes (clipper), puis un filtre passe-bas avec le transistor suiveur Q_{20}. Dans le circuit d'émetteur de ce dernier, un potentiomètre de 100 kΩ log. dose les signaux appliqués au modulateur à réactance Q_{19} (connexion D), ce qui permet de régler l'excursion de fréquence ; ce potentiomètre s'ajuste une fois pour toutes. Pour un signal BF de 600 mV, on peut obtenir un swing de 6 kHz du signal rayonné.

La partie *a* du circuit intégré IC_2 est utilisée en monostable pouvant commander l'oscillateur BF à 1 750 Hz nécessaire à l'ouverture des répéteurs. Lorsque le courant (+ 12 V) est appliqué pour l'alimentation, le monostable reçoit une impulsion sur

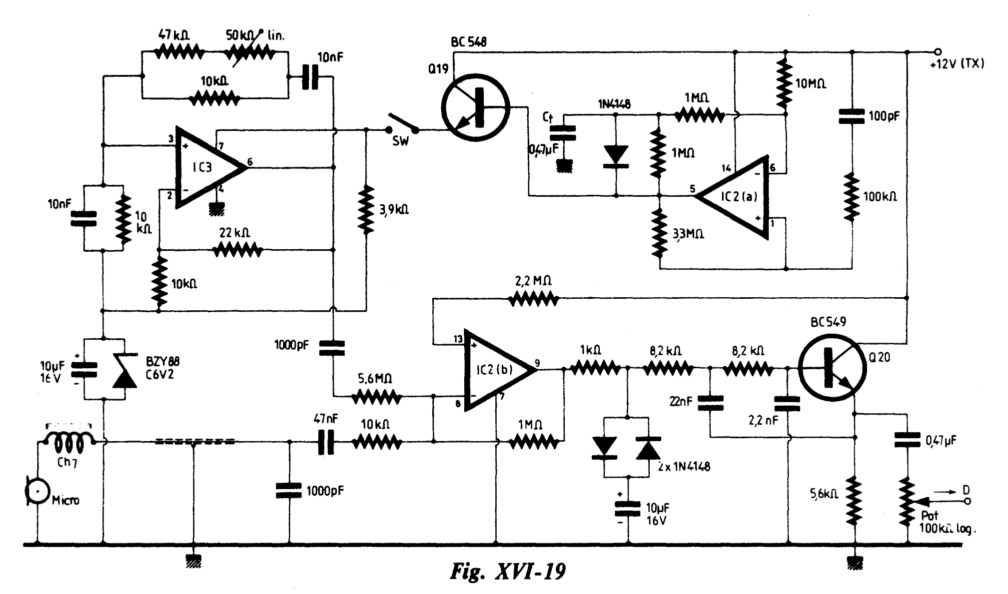


Fig. XVI-19

son entrée 1 par l'intermédiaire du condensateur de 100 pF. La durée de basculement du monostable dépend de la capacité du condensateur C_t ; pour 0,47 μF, on a environ 0,5 seconde.

Pendant cette période, le transistor Q_{19} est débloqué ; il conduit et alimente l'oscillateur à 1 750 Hz à condition que l'interrupteur SW soit fermé.

Il convient de noter que cette partie d'automatisme peut être supprimée si on le désire. L'interrupteur SW est alors remplacé par un bouton-poussoir relié directement au + 12 V (TX). Pour déclencher un répéteur, l'appareil étant en position « émission », il suffit alors simplement d'appuyer quelques instants sur le bouton-poussoir.

L'oscillateur 1 750 Hz comporte un circuit intégré IC_3 du type SFC 2741 DC (Sescosem) en boîtier DIL à 8 pattes. Il s'agit d'un montage en pont de Wien dont la fréquence est très stable et non sensible aux variations éventuelles de tension d'alimentation. Cette fréquence se règle exactement à 1 750 Hz une fois pour toutes par la manœuvre de la résistance ajustable de 50 kΩ lin. L'amplitude du signal BF généré est évidemment assez importante, mais elle est considérablement réduite par une résistance de 5,6 MΩ avant application du signal à l'entrée 8 du circuit intégré amplificateur IC_2 (b).

•

CONSTRUCTION

La partie réceptrice (fig. XVI-17) est construite sur une plaquette perforée au pas de 2,54 et aux dimensions de 160 x 60 mm, avec câblage par les fils des composants eux-mêmes après leur implantation, ou par l'apport de petits morceaux de fil auxiliaires. Nous n'avons pas exécuté de circuits imprimés, peu pratiques dans l'élaboration d'un prototype qui nécessite en général plusieurs transformations successives !

Pour la partie émettrice (fig. XVI-18), c'est une plaquette perforée de 120 x 60 mm que nous avons employée, et pour la partie modulatrice (fig. XVI-19) une plaquette perforée de 85 x 40 mm.

L'implantation des composants sur les plaquettes à trous respecte de très près la disposition représentée sur les schémas. Résistances et condensateurs sont montés perpendiculairement aux plaquettes.

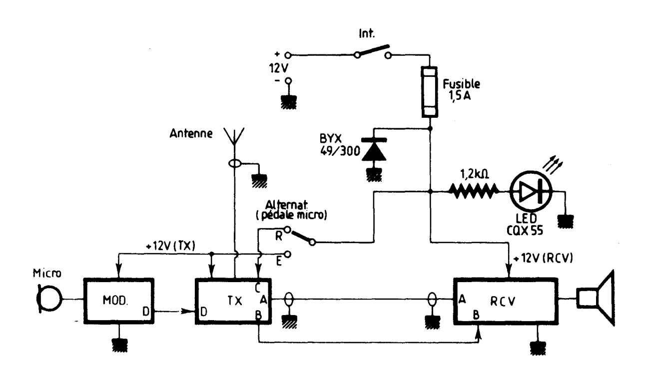


Fig. XVI-20

L'ensemble est installé à l'intérieur d'un boîtier métallique (aluminium) parallélépipédique de 170 mm de large, 80 mm de haut et 180 mm de profondeur. Les plaques avant et arrière sont solidaires des plaques latérales ; mais les plaques de dessus et de dessous se démontent facilement (vis parker).

Lorsque nous parlons de l'*ensemble*, cela veut dire les trois plaquettes de composants, les jeux de quartz X_1 et X_3 sur supports avec leurs commutateurs S_1 et S_2, le potentiomètre de volume Pot. 1, le potentiomètre de réglage du squelch Pot. 2, le haut-parleur, l'interrupteur général d'alimentation, le fusible, etc. Tout ceci est installé solidement à l'intérieur du boîtier, soit directement sur celui-ci, soit par l'intermédiaire de petites équerres métalliques, entretoises, plaques auxiliaires, etc.

Les commutateurs S_1 et S_2, l'interupteur SW du « tone call » 1 750 Hz, l'interrupteur général d'alimentation Int. et son témoin, la prise « micro », sont sortis sur le panneau-avant. Naturellement, les commutateurs S_1 et S_2 sont munis de boutons-flèches tournant sur des cadrans sur lesquels on a inscrit, soit les fréquences, soit les numéros des canaux, soit les numéros des répéteurs. Nous rappelons cependant que les commutateurs S_1 et S_2 peuvent être commandés par le même axe mécanique, et par conséquent, ne comporter qu'un bouton-flèche se mouvant sur un seul cadran.

La prise « micro » est une prise DIN à 5 fils (3 pour l'alternat ; 2 pour le microphone dont une masse).

Sur le panneau-arrière, nous avons la douille « antenne », le jack J pour le branchement d'un haut-parleur extérieur auxiliaire éventuel, le fusible et les deux fils de liaison pour l'alimentation 12 V.

La répartition et la disposition générale sont cependant laissées à l'appréciation ou au goût de chacun.

Les détails de l'installation « électrique » et des commutations sont représentés sur la figure XVI-20. Nous avons l'interrupteur général d'alimentation *Int.* suivi d'un fusible calibré sous verre de 1,5 A et d'une diode BYX 49/300. Normalement, cette diode est polarisée en inverse ; si, par erreur, les connexions d'alimentation sont inversées, cette diode se trouve polarisée en direct, elle conduit, le fusible saute immédiatement, et l'appareil se trouve ainsi parfaitement protégé.

Le témoin est constitué par une diode LED carrée (rouge) type CQX 55.

Sur la figure XVI-20, nous voyons que le récepteur est toujours alimenté. D'autre part, lorsque la pédale « alternat » du microphone est au repos (position R), une tension de 12 V est appliquée à l'émetteur uniquement par la connexion C ; les diodes D_4 et D_5 (fig. XVI-18) conduisent et l'antenne se trouve connectée sur le récepteur (portion de coaxial A).

Lorsqu'on presse la pédale « alternat » du microphone (position E), ces diodes ne sont plus alimentées et la liaison « antenne » est coupée du récepteur ; par contre, l'émetteur et le modulateur sont ali-

mentés. L'antenne se trouve commutée sur la sortie de l'émetteur par la diode D_3 qui conduit (fig. XVI-18). Par ailleurs, par l'intermédiaire de la ligne B, une tension de 12 V est appliquée au récepteur et bloque la section BF de ce dernier (fig. XVI-17).

•

RÉGLAGES ET MISE AU POINT

Nous débuterons par le réglage du démodulateur du récepteur. Un signal à 455 kHz issu d'un générateur HF est appliqué sur la patte 14 du circuit intégré TBA 120 par l'intermédiaire d'une capacité de l'ordre de 100 pF et un voltmètre électronique est connecté entre la patte 8 et la masse. On ajuste le niveau du signal 455 kHz injecté pour obtenir une lecture suffisante au voltmètre, par exemple 5 à 6 V. Ensuite, on tourne le noyau de L_{10} dans un sens, puis dans l'autre ; on s'aperçoit que la tension indiquée augmente *régulièrement* et décroît *régulièrement* pour atteindre deux extrêmes, par exemple 10 V et 4 V. Il convient alors de régler le noyau de L_{10} afin que la tension indiquée par le voltmètre soit la moyenne des deux tensions extrêmes, soit 7 V dans l'exemple que nous avons choisi.

Le signal à 455 kHz est ensuite appliqué sur la base de Q_8 et l'on règle le ou les noyaux du transformateur T_r.

Le générateur HF est maintenant réglé sur 10,7 MHz et le signal est injecté, toujours par l'intermédiaire d'un condensateur de 100 pF, sur la base de Q_2 ; on règle alors les noyaux de L_7 et L_6. *Simultanément,* on s'assure du bon fonctionnement du second oscillateur Q_6 : retouche au condensateur ajustable en série avec le quartz X_2 et réglage du noyau L_8. Le cas échéant, revenir ensuite sur les réglages de L_7 et L_6.

Quant au premier oscillateur (Q_3), le réglage de L_4 est assez pointu pour une bonne entrée en oscillation des quartz X_1 ; ensuite, en se contrôlant soit au voltmètre électronique muni d'une sonde VHF, soit au dip-mètre utilisé en absorption, on règle le noyau de L_5.

Enfin, soit avec un générateur VHF accordé sur 145,500 MHz dont le signal est appliqué à l'entrée A, soit grâce à un émetteur voisin sur cette même fréquence (le commutateur S_1 sélectionnant évidemment le quartz X_1 de 52,066 MHz permettant la réception de ladite fréquence !), on accorde les circuits L_3 et L_2 par leur noyau de ferrite respectif. Il sera bon ensuite de retoucher au réglage de L_2 lorsque l'antenne définitive sera connectée à l'appareil.

*
* *

Les réglages de l'émetteur sont également très simples et comme indicateur, il suffit d'employer, soit un voltmètre électronique avec sonde VHF munie d'une boucle de couplage, soit un dip-mètre utilisé en absorption. Coupler l'indicateur à L_{11} et ajuster le condensateur de 3/30 pF en série avec le quartz X_3 en service pour obtenir un bon démarrage des oscillations ; ajuster L_{11} pour le maximum de déviation de l'indicateur. Avant de poursuivre, terminons-en avec cet étage en réglant le condensateur ajustable de chaque quartz X_3 monté sur l'appareil.

Coupler l'indicateur à L_{12} et régler le noyau de cette bobine ; puis coupler l'indicateur à L_{13} et régler également le noyau de cette bobine. On fera très attention de ne pas se tromper d'harmonique : L_{12} sur 36 MHz et L_{13} sur 72 MHz ; pour cela, les risques d'erreurs sont minimes si l'on emploie de préférence un dip-mètre en absorption comme indicateur.

Cet indicateur est maintenant couplé à L_{14} et l'on règle le noyau de cette bobine (dernier doublage de fréquence, soit 145 MHz environ).

Couplons l'indicateur à L_{16} d'une façon assez lâche et réglons *alternativement* le condensateur ajustable C_{14} de 3/30 pF et L_{14} afin d'obtenir le transfert maximal d'énergie VHF.

L'indicateur est maintenant couplé à L_{18}. Ajuster d'abord C_{18}, puis C_{16} et C_{17} toujours dans le but d'obtenir le transfert maximal d'énergie. D'ailleurs, au fur et à mesure

de l'accroissement de ce transfert, il importe de revenir successivement et alternativement plusieurs fois sur les réglages de L_{14}, C_{14}, C_{16}, C_{17} et C_{18} (car les capacitances des transistors se trouvent modifiées).

Enfin, on peut connecter une ampoule 12 V 150 mA sur la sortie « antenne » et ajuster C_{19} pour l'obtention de l'éclairement maximal. Mais cela ne sera qu'une simple indication, car le circuit de sortie ne sera pas ainsi chargé correctement (impédance). Le mieux consiste à connecter l'antenne définitive sur l'appareil et à ajuster C_{19} pour l'indication maximale d'un mesureur de champ placé à quelque distance. Si l'écart de réglage pour C_{19} est important, retoucher au réglage de C_{18}. D'ailleurs, on reviendra successivement et alternativement plusieurs fois sur les réglages de C_{18} et C_{19} pour l'obtention d'une charge convenable, d'une adaptation parfaite à l'antenne, et donc du rayonnement maximal.

Au point de vue antenne à utiliser en « mobile » avec cet appareil, nous conseillons, soit le type 1/4 d'onde, soit le type 5/8 d'onde (liaison par câble coaxial 52 Ω), antenne évidemment bien adaptée et à T.O.S. faible.

*

* *

Si la modulation de fréquence n'est pas linéaire, retoucher légèrement le réglage de la bobine L_{11}.

Selon la sensibilité du microphone utilisé, on pourra être amené à modifier le gain de l'amplificateur microphonique ; cela peut se faire en agissant sur la valeur de la résistance R de 10 kΩ aboutissant à la patte 8 de IC_2 b (fig. XVI-19). Enfin, sur cette même figure, le potentiomètre de sortie de 100 kΩ permet, nous le rappelons, d'ajuster l'excursion de fréquence de la modulation.

*

* *

Ce petit appareil dont la construction ne doit soulever aucun problème sérieux pour le radioamateur tant soit peu technicien et adroit de ses mains, ne manquera pas de lui apporter maintes satisfactions, outre celle de l'avoir réalisé lui-même.

Naturellement, en poste fixe notamment, si l'on souhaite une puissance plus importante, on pourra toujours faire suivre la section émission par un amplificateur HF de puissance (voir fig. XIV-31 ou XIV-60 + 62) ; pour les commutations, voir les figures XIV-58 ou 63.

§ 5. — Utilisation des relais répéteurs VHF - UHF

En différents points hauts du territoire, des stations réceptrices et ré-émettrices ont été installées ; ces stations fonctionnent en relais - répéteurs (en FM), soit dans la bande 145 MHz, soit dans la bande 432 MHz.

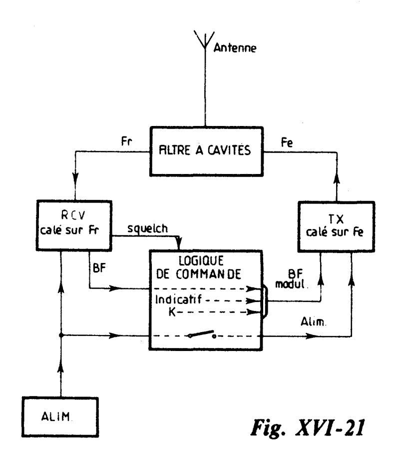


Fig. XVI-21

Un répéteur comporte essentiellement les dispositifs et appareils représentés sur la figure XVI-21 ; nous avons :

— un récepteur calé par quartz sur une fréquence fixe (F_r) ;

— un émetteur également calé par quartz sur une fréquence fixe (F_e), le décalage entre les fréquences F_e et F_r étant de 600 kHz pour la gamme 145 MHz ;

— une logique de commande effectuant la liaison entre la sórite BF du récepteur et l'entrée du modulateur de l'émetteur lorsque le signal reçu est suffisant ; cette logique

élabore également les signaux télégraphiques d'identification du répéteur, le K de fin de transmission, compte le temps pour le dispositif de limitation de durée des messages, etc. ; cette logique permet par ailleurs la coupure à distance du système d'émission (par radiocommande) ;

— un filtre de séparation à cavités (ou duplexeur) permettant le fonctionnement simultané de l'émetteur et du récepteur, sans perturbation réciproque, sur une antenne unique (à polarisation verticale).

Le transceiver utilisé par le radioamateur doit pouvoir fonctionner en « duplex » (selon le terme impropre pourtant consacré !), c'est-à-dire qu'il doit pouvoir émettre sur une fréquence différente de la fréquence de réception (émission sur une fréquence inférieure de 600 kHz à la fréquence de réception pour le trafic sur les répéteurs de la bande 145 MHz). Lorsqu'on utilise un transceiver conçu et équipé pour le trafic avec les répéteurs, ce décalage de fréquence est automatiquement réalisé et c'est la fréquence de réception qui se trouve affichée sur le cadran de l'appareil.

Lorsque l'émetteur du relais ne fonctionne pas, il suffit de l'enclencher par l'émission d'un signal BF de 1 750 Hz durant une seconde environ (tone call). Cette opération a pour effet d'enclencher l'émetteur, le cycle des signaux télégraphiques d'identification, le dispositif de temporisation, etc. ; il suffit alors de procéder à un appel sans oublier d'annoncer son propre indicatif.

Lorsque le répéteur relaie un trafic en cours, il suffit de se signaler normalement, à la fin d'un message, en respectant les règles habituelles de trafic : courtoisie, patience, brièveté ; normalement, on doit se signaler aussitôt après la transmission automatique du K par le répéteur (cela étant l'invitation à transmettre).

Les relais-répéteurs sont extrêmement intéressants, car ils permettent le trafic VHF-UHF même aux amateurs situés en pleine ville (mal dégagés et entourés de béton !) ; ils permettent aussi et surtout un trafic en mobile vraiment très confortable.

§ 6. – Transceiver FM 144-146 MHz à synthétiseur

Voici la description complète d'un émetteur-récepteur à modulation de fréquence pour la bande 144-146 MHz, avec synthétiseur de fréquence (au pas de 1 kHz) et affichage digital.

Cette remarquable réalisation a été décrite dans la revue Radio-REF et nous la devons à notre ami Daniel Richard (F1 FHR) que nous félicitons et que nous tenons à remercier sincèrement pour l'aimable autorisation de reproduction qu'il a bien voulu nous accorder. Nous avons cependant dû apporter quelques modifications au montage d'origine afin de le « réactualiser », notamment du point de vue *composants.*

Le récepteur est prévu pour avoir une bonne résistance aux signaux forts (transmodulation, intermodulation...) tout en conservant une bonne sensibilité. L'émetteur d'une puissance d'une quinzaine de watts au maximum est suffisant pour assurer des liaisons à moyenne distance ; il peut être suivi, le cas échéant, d'un amplificateur. La puissance de sortie est ajustable entre quelques centaines de milliwatts et une quinzaine de watts, et l'étage final est dans tous les cas protégé contre les désadaptations. L'ensemble est commandé par un synthétiseur fonctionnant sur 135/137 MHz avec une incrémentation au pas de 1 kHz. Le système de commande du synthétiseur permet d'effectuer des liaisons décalées émission/réception (trafic via les répéteurs).

Le récepteur

a) La tête VHF (fig. XVI-22)

La tête VHF est construite autour de résonateurs hélicoïdaux (bobinage à fort coefficient de surtension, électriquement équivalent à des lignes, mais de dimensions moindres) et de deux transistors Q_1-Q_2 du type U 310 (Motorola ou National Semiconductor), ou similaires tels que BF 246 C, BF 256 C, 2N 4416-4417, P 8000-8002 ou 2N 5484, montés en « porte » à la masse.

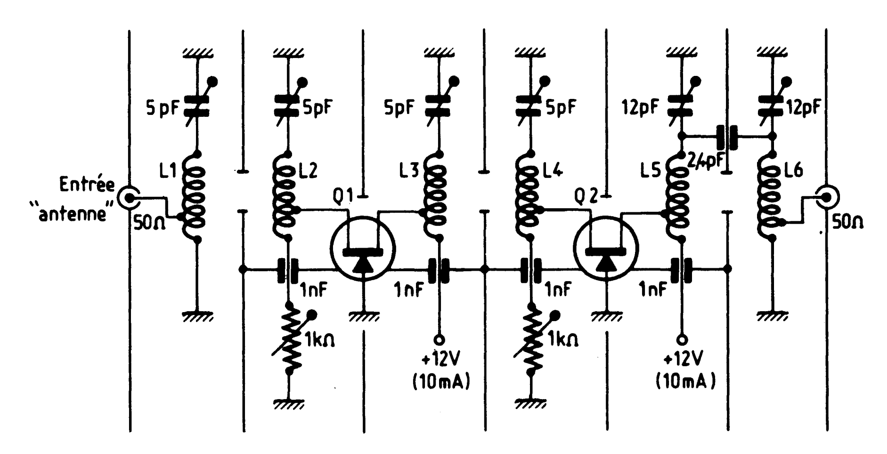


Fig. XVI-22

L'ensemble est construit dans un blindage en laiton argenté bien fermé où les entrées/sorties se font soit par des fiches coaxiales pour la HF, soit via des condensateurs by-pass pour les alimentations.

Les deux transistors ont un courant drain d'environ 10 mA assurant un gain satisfaisant sans avoir un facteur de bruit trop élevé.

Les réglages des quatre résonateurs sont assez critiques, car l'on doit faire un compromis entre la bande passante et le gain de l'ensemble. Il est possible d'ajuster le couplage entre les résonateurs en faisant varier les dimensions des fenêtres ; avec les dimensions données, nous avons pu obtenir une bande passante de 1,5 MHz et un gain moyen de 22 dB.

Par ailleurs, nous avons :

L_1, L_2, L_3, L_4 = résonateurs hélicoïdaux ; 4,5 tours en fil de cuivre argenté de 25/10 de millimètre dans cavité ; longueur des bobinages 19 mm ; diamètre des bobinages 25 mm. Prises sur L_1 à 0,25 tour ; sur L_2 à 0,5 tour ; sur L_3 à 1,75 tour ; sur L_4 à 0,5 tour.

L_5, L_6 = 6 tours de 6 mm de diamètre ; longueur 12 mm ; fil de cuivre argenté de 10/10 de millimètre ; sortie à 1,5 tour.

Les cotes des blindages sont données par la figure XVI-23. Ceux-ci sont réalisés à partir de bandes de laiton de 6 ou 8/10 de millimètres pliées 5 fois, après perçage, de façon à obtenir un groupe de deux résonateurs. L'ensemble est ensuite soudé et argenté. Une couche de vernis permettra d'éviter l'oxydation et conservera à l'ensemble son aspect rutilant. La fenêtre de couplage dans la cloison médiane mesure 16 × 9,5 mm ; elle est située à mi-hauteur.

Les bobinages sont soudés de telle sorte que les fenêtres soient au niveau des deuxième et troisième spires. Les deux transistors, ainsi que les filtres de sortie, sont montés sur les parois des résonateurs.

b) Le mélangeur réception (fig. XVI-24)

Construit autour d'un double mélangeur équilibré à diodes Schottky (double balan-

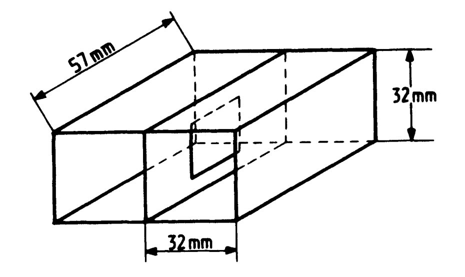


Fig. XVI-23

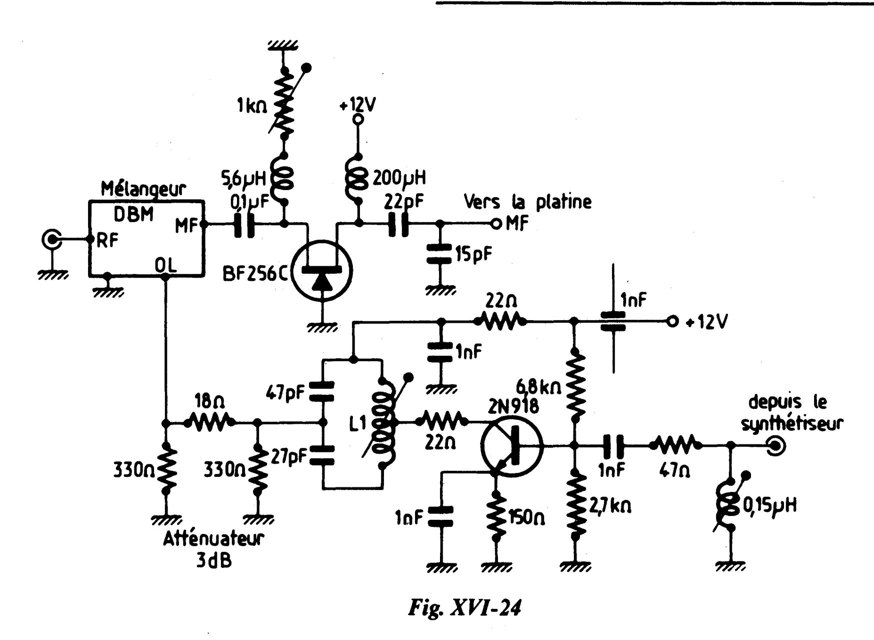
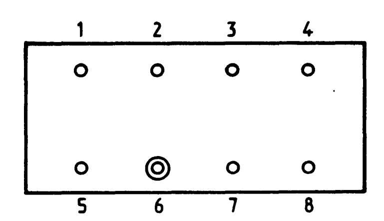


Fig. XVI-24

ced mixer ou DBM), type MD 108, ce mélangeur réception comporte d'une part un amplificateur pour l'oscillateur local, et d'autre part le circuit d'adaptation en sortie du mélangeur. La figure XVI-25 représente le brochage du mélangeur DBM type MD 108 (de Anzac Electronics).

L'amplificateur d'oscillateur local permet d'appliquer au mélangeur, après légère atténuation, un niveau de l'ordre de + 10 dBm (10 mW/50 Ω). La bobine



MD 108 (vue de dessous)
MF = 3 et 7
OL = 1
RF ou HF = 8
Masse = 2, 4, 5, 6

Fig. XVI-25

d'entrée (0,15 µH) n'est pas critique et peut être supprimée. L'accord sur la bobine de sortie (L_1) est assez flou.

L'atténuateur de 3 dB placé entre l'amplificateur et le mélangeur fournit une isolation supplémentaire pour l'oscillateur local lors de la réception de signaux très puissants.

Le transistor BF 256 C monté en apériodique en sortie du mélangeur charge celui-ci sur 50 Ω (ce qui est extrêmement important si l'on ne veut pas dégrader les performances) à la fois sur 9 MHz et sur les divers produits de mélange. Le courant drain est de 15 mA. Les valeurs des bobines d'arrêt dans le drain et dans la source ne sont pas critiques.

L'adapatation en sortie permet d'obtenir par le diviseur capacitif une impédance de l'ordre de 1 200 Ω pour le filtre à quartz.

L_1 = 4 spires de fil de cuivre argenté sur mandrin de 5 mm de diamètre ; prise médiane et accord par noyau VHF.

c) La platine MF (fig. XVI-26)

La platine moyenne fréquence (type DK 1 PN) est réalisée à partir d'un circuit

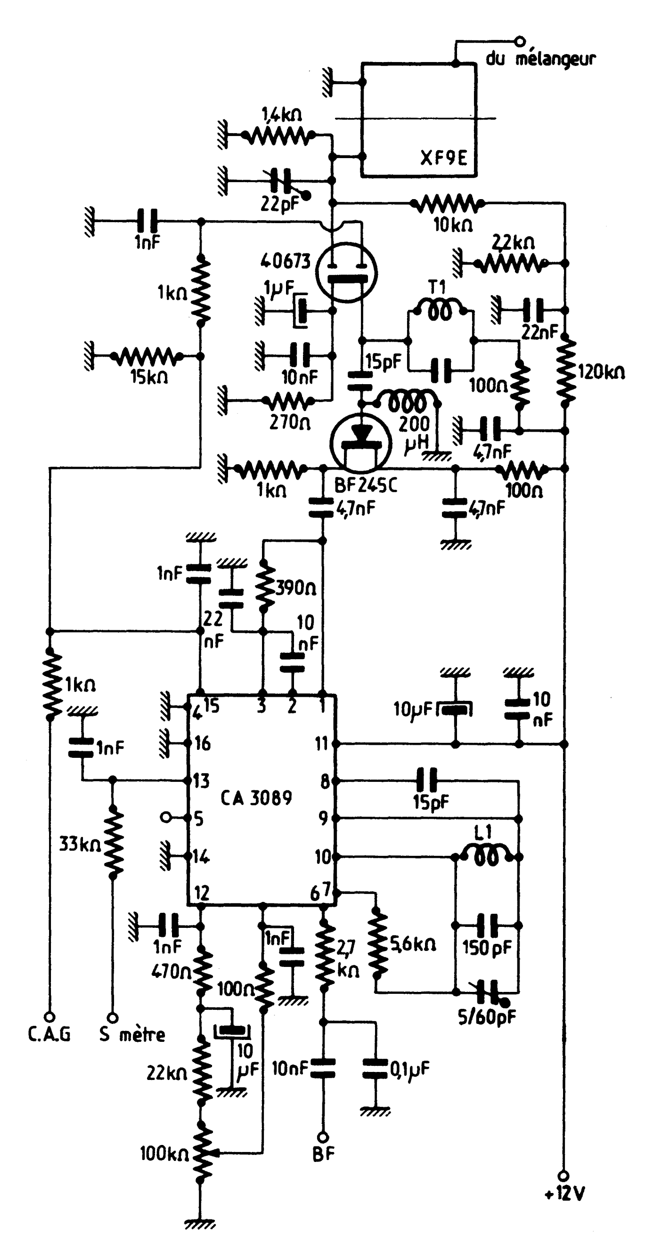

du mélangeur
XF9E
1,4kΩ
22pF
10kΩ
1nF
40673
22kΩ
1kΩ
1µF
T1
22nF
15kΩ
10nF
15pF
100Ω
120kΩ
270Ω
200
µH
4,7nF
1kΩ
BF245C
100Ω
4,7nF
4,7nF
1nF
390Ω
22
nF
10
nF
1kΩ
10µF
10
nF
1nF
CA 3089
15pF
L1
33kΩ
1nF
1nF
470Ω
100Ω
2,7
kΩ
5,6kΩ
150pF
5/60pF
C.A.G
S mètre
22kΩ
10
µF
10nF
0,1µF
100kΩ
BF
+12V

Fig. XVI-26

intégré CA 3089 bien connu dans les applications en modulation de fréquence, monté avec un circuit accordé (dans le démodulateur à quadrature) à très fort coefficient de surtension pour permettre d'avoir un niveau BF suffisant même avec de faibles excursions. Il peut être intéressant d'essayer de monter un quartz à cet endroit (série 27 MHz à prix peu élevé).

En raison de la présence du filtre à quartz, le circuit travaille avec une faible bande passante (12 kHz) et de ce fait, le niveau de bruit n'est plus suffisant pour permettre un fonctionnement correct du squelch. Différents montages ont été essayés pour le déphasage (liaison entre les pattes 8 et 9), soit avec des capacités d'autres valeurs, soit en la remplaçant par une bobine de 22 μH. Dans tous les cas, le fonctionnement (déclenchement) du squelch s'est avéré peu satisfaisant.

Il a suffi d'intercaler un petit amplificateur continu pour que la commande fournie par le niveau de bruit permette de bloquer la sortie en l'absence de signal (env. 2 V sur la patte 5).

Une autre solution consiste à commander le squelch par la CAG par l'intermédiaire d'un amplificateur (fig. XVI-27) ou de faire un squelch sur la BF.

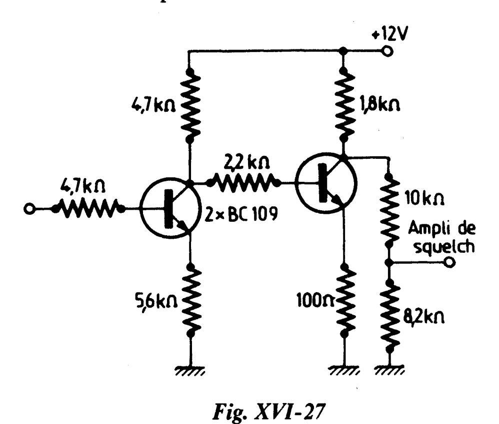


Fig. XVI-27

Le CA 3089 a une très forte tendance à l'auto-oscillation s'il n'est pas monté correctement. C'est pourquoi, comme dans toute platine moyenne fréquence, le circuit est fait en double face et la partie supérieure sert de plan de masse ; de plus, des découplages, notamment sur les pattes 3 et 11, doivent être réalisés le plus près possible du circuit. Enfin, l'entrée du signal doit se faire à basse impédance. C'est le rôle du BF 245 qui sert à l'adapatation. Pour un bon fonctionnement, le courant de drain est réglé à 4 mA.

Enfin, le transistor MOSFET double porte après le filtre est classique dans les étages MF et son montage n'appelle pas de commentaires si ce n'est que le courant-drain est ajusté à 9 mA en jouant sur la valeur de la résistance de 120 kΩ dans le circuit de polarisation.

Le montage de la platine MF se fait dans un blindage soudé directement sur les bouts du circuit imprimé. L'ensemble sera hermétiquement fermé par des couvercles et le filtre à quartz sera monté avec une cloison entrée/sortie pour assurer les 90 dB de réjection hors bande annoncés par le constructeur et la capacité ajustable de 22 pF sera réglée pour l'ondulation minimale.

Le S-mètre pourra être constitué avec n'importe quel micro-ampèremètre, mais il faudra monter sur l'autre borne un diviseur potentiométrique pour assurer sa mise à zéro en l'absence de signal.

Une sortie de la tension de CAG retardée est prévue pour d'éventuelles utilisations (balayage automatique de bande...).

Quant aux bobinages, nous avons :

T_1 = partie de transformateur MF 10,7 MHz avec capacité additionnelle pour accord sur 9 MHz ;

L_1 = 7 spires de fil de cuivre émaillé 25/100 de millimètre sur tore R8-M7 Telefunken ou équivalent.

d) L'amplificateur (fig. XVI-28)

Ayant un TBA 820 dans nos fonds de tiroirs, cela fut un argument décisif. Absolument n'importe quel type d'amplificateur peut être monté, mais éviter toutefois les montages où le haut-parleur est connecté entre la sortie et l'alimentation, car des

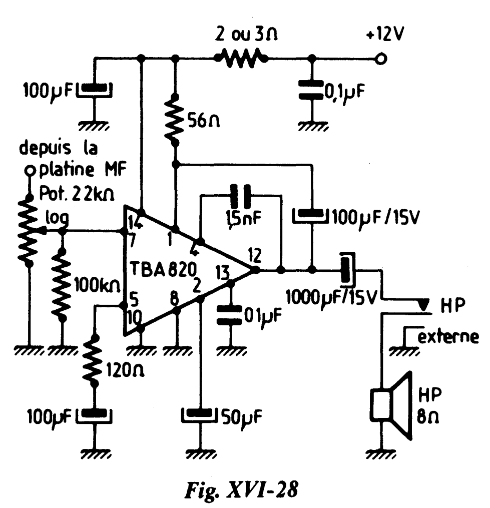


Fig. XVI-28

courts-circuits accidentels peuvent être plus graves qu'avec un montage à la masse. Le reste est une affaire de disponibilité et de goût personnel (nombre de composants, puissance...).

Il est intéressant de faire précéder l'amplificateur BF d'un filtre passe-bas ayant une fréquence de coupure très légèrement supérieure à 3 kHz, ce qui permettra de diminuer le bruit pour les signaux faibles et la distorsion lors de la réception de stations utilisant une excursion trop importante.

L'émetteur

a) L'oscillateur 9 MHz et le mélangeur émission (fig. XVI-29)

L'oscillateur 9 MHz est réalisé à partir d'un montage où la dissipation de puissance est très faible dans le quartz, ce qui lui procure une excellente stabilité. Les capacités du circuit de base sont choisies afin de réduire l'influence du transistor. Pour l'obtention des signaux modulés en FM, on sait que deux solutions sont possibles ; on peut appliquer les tensions modulatrices soit sur le VCO du synthétiseur (en émission), soit sur l'oscillateur local de la section « émission » par l'intermédiaire d'un classique varactor à réactance. C'est cette dernière solution que nous avons retenue ici, la première étant tout particulièrement délicate à mettre au point.

Le transistor BC 109 de gauche sert d'amplificateur pour attaquer le mélangeur DBM, mélangeur double équilibré à diodes Schottky du type MD 108 de Anzac (connexions identiques à celles déjà représentées sur la figure XVI-25).

La sortie du mélangeur s'effectue par l'intermédiaire d'un double filtre de bande qui permet de rejeter très efficacement les produits indésirables et les harmoniques (> 60 dB).

Suivent deux étages amplificateurs classiques qui amènent le niveau de sortie aux environs de + 10 dBm sur 50 Ω.

Le synthétiseur est connecté directement sur le mélangeur car le niveau d'entrée OL, moins critique qu'en réception, permet un mélange satisfaisant.

Au point de vue bobinages, nous avons :

T_1 = transformateur MF 10,7 MHz avec capacité additionnelle pour accord sur 9 MHz ;

$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L_5 = L_6$ = 6 spires de 6 mm de diamètre en fil de cuivre argenté de 10/10 de millimètre ; longueur des bobinages 15 mm ; prises sur L_1, L_4, L_5 et L_6 à 1,5 tour du « côté froid ».

Là encore la construction sera faite dans des compartiments blindés de telle sorte que les filtres de bande soient efficaces.

La tension d'alimentation de l'oscillateur 9 MHz est stabilisée à l'aide d'une diode zener de 10 V.

b) Le driver et l'amplificateur hybride de puissance (fig. XVI-30)

Le transistor BFW 16 précédant l'amplificateur hybride est monté en apériodique et permet d'amener la puissance à une bonne centaine de milliwatts pour que ce dernier fonctionne d'une façon correcte. La tension d'alimentation de ce transistor est délivrée au travers d'un transistor monté en résistance variable permettant d'une part de commander la puissance à l'entrée du module hybride, donc celle de sortie, et d'autre part de protéger le mo-

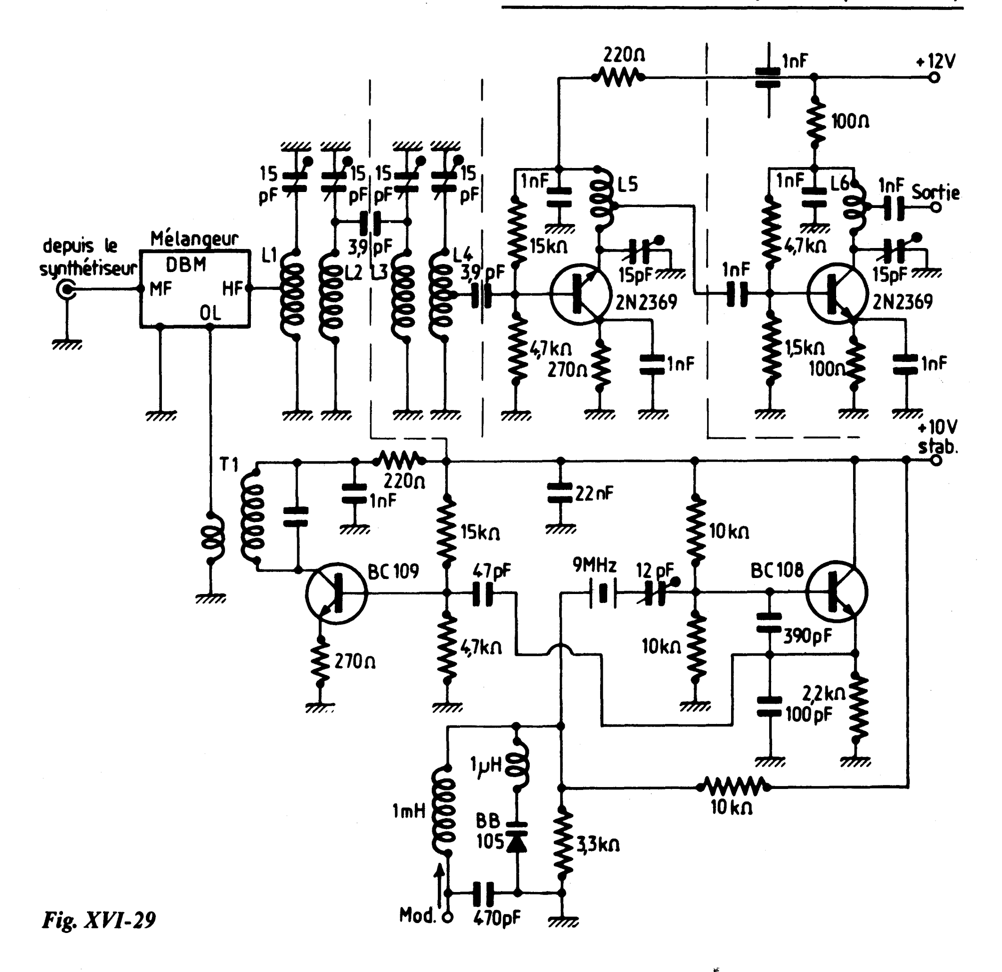


Fig. XVI-29

dule en cas de désadaptation à la sortie. Le module amplificateur hybride est du type BGY 35 de R.T.C. (132/156 MHz) susceptible de délivrer jusqu'à 18 W pour 150 mW appliqués à l'entrée.

Le 2N 696 (ou tout autre à faible gain) est commandé à l'aide d'un potentiomètre (réglage de la puissance de sortie) placé sur la face avant. De plus, un BC 109 amplifie la tension provenant du coupleur directif (couplage *sens réfléchi*) et fait chuter la tension de commande du ballast (donc la tension d'alimentation du BFW 16) en cas d'une charge désadaptée.

Il est possible de commander la puissance de sortie en jouant sur la tension d'alimentation du premier transistor du module hybride (broche 3), mais cela doit se faire alors avec des niveaux de puissance plus importants tout en conservant un résultat identique. Les variations de charge ainsi occasionnées sur les amplificateurs du mélangeur (les 2 × 2N 2369) sont assez peu critiques à de faibles niveaux. A la sortie du module, un double filtre passe-bas achemine le signal vers le relais d'antenne. La ligne imprimée (strip line) est intercalée entre les deux filtres. On peut y adjoindre un couplage dans le *sens direct* pour contrôler sa puissance d'émission, ou se coupler sur l'un des fil-

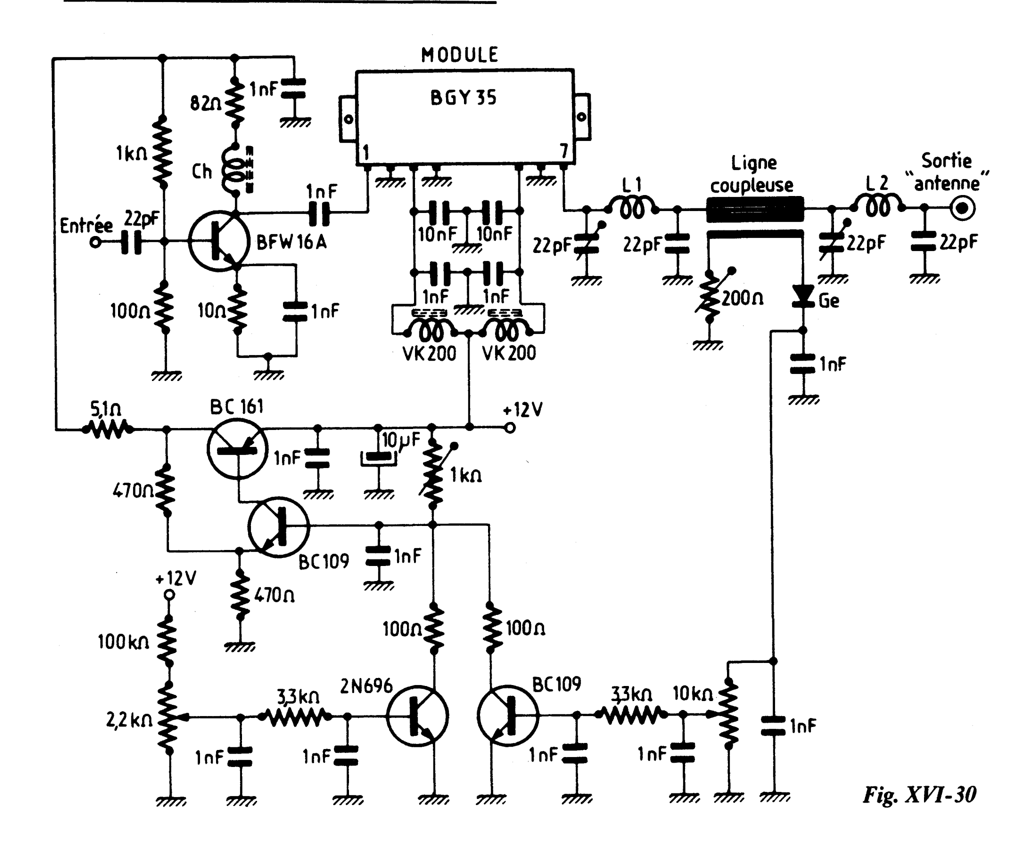


Fig. XVI-30

tres passe-bas, car ce n'est qu'une indication relative qui est recherchée.

Pour les bobinages, nous avons $L_1 = L_2$ = 4 spires sur 5 mm de diamètre ; longueur 7 mm ; fil de cuivre argenté de 10/10 de millimètre.

Le montage ne demande aucune précaution particulière. Toutefois, il faut veiller à un bon refroidissement de l'amplificateur hybride et à ce que les deux cellules passe-bas ne soient pas couplées entre elles.

Les ajustables de 200 Ω et de 10 kΩ dans le circuit de protection sont réglés en désadaptant la charge de sortie, et les deux condensateurs ajustables de 22 pF le seront pour obtenir la meilleure puissance sur une sortie adaptée.

c) L'amplificateur de modulation (fig. XVI-31)

Le montage est inspiré de celui paru dans le « VHF/UHF Manual » de RSGB ; nous avons légèrement modifié les étages d'entrée. Il comprend un préamplificateur microphonique conçu pour une impédance d'entrée de l'ordre de 50 kΩ, à deux étages à contre-réaction pour obtenir une courbe de réponse correcte, suivi d'un écrêteur à diodes, puis d'un filtre actif limitant la bande passante aux environs de 3 000 Hz, et d'un étage de désaccentuation. Le potentiomètre d'entrée de 470 kΩ permet de régler le niveau d'entrée en fonction du microphone utilisé (type dynamique impédance 50 kΩ max.) ; le second potentiomètre (2,2 kΩ) ajuste la limite de l'excursion (indice de modulation).

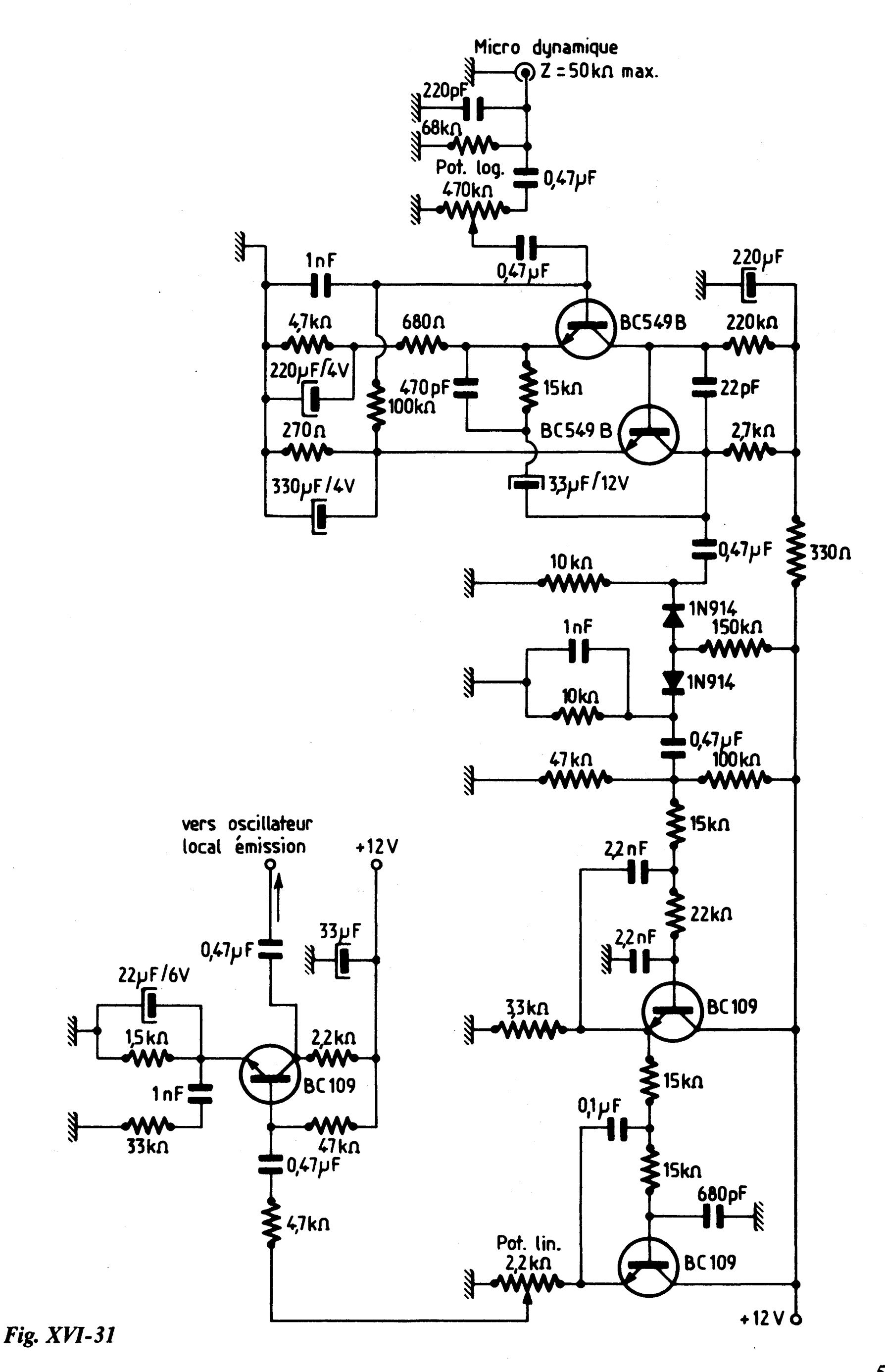

Micro dynamique
Z = 50kΩ max.
220pF
68kΩ
Pot. log.
470kΩ
0,47µF
1nF
0,47µF
220µF
4,7kΩ
680Ω
BC549B
220kΩ
220µF/4V
470pF
100kΩ
15kΩ
22pF
270Ω
BC549 B
2,7kΩ
330µF/4V
3,3µF/12V
0,47µF
330Ω
10kΩ
1N914
1nF
150kΩ
1N914
10kΩ
0,47µF
47kΩ
100kΩ
vers oscillateur
local émission
+12V
15kΩ
2,2nF
22kΩ
33µF
0,47µF
2,2nF
22µF/6V
33kΩ
BC109
1,5kΩ
2,2kΩ
1nF
BC109
15kΩ
0,1µF
33kΩ
47kΩ
0,47µF
15kΩ
680pF
4,7kΩ
Pot. lin.
2,2kΩ
BC109
+12V

Fig. XVI-31

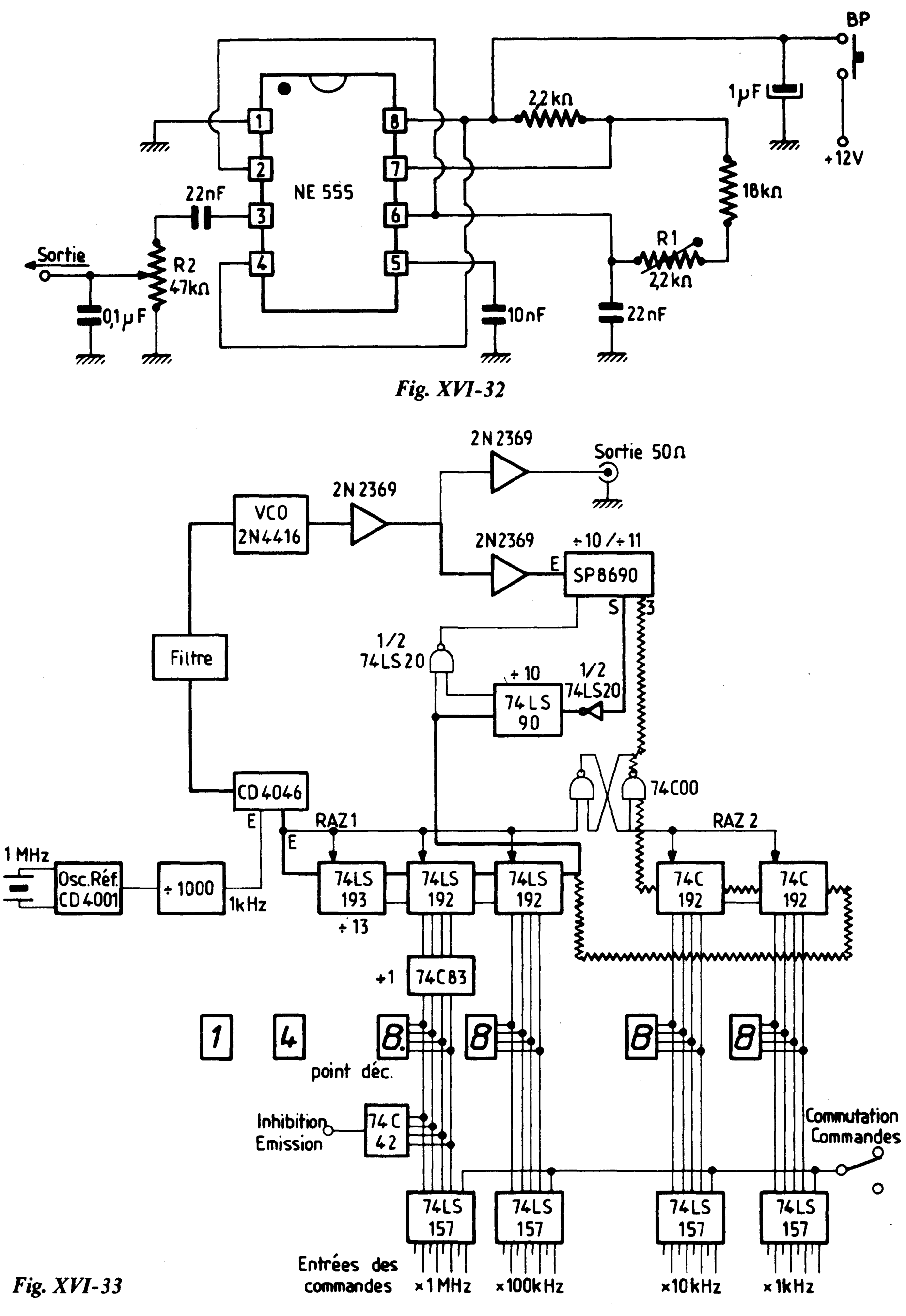


Fig. XVI-32

Fig. XVI-33

Si l'on désire trafiquer via relais, on pourra brancher en parallèle sur l'entrée « micro » un oscillateur de tonalité à 1 750 Hz pour le déclenchement des relais.

Un montage de ce genre est représenté sur la figure XVI-32 ; l'oscillateur est un circuit intégré NE 555 assurant une parfaite stabilité de la note sur 1 750 Hz. La fréquence de celle-ci est ajustée par le réglage de la résistance R_1, alors que le potentiomètre R_2 dose le niveau appliqué à l'entrée « micro ». Cet oscillateur d'appel pour l'ouverture des relais-répéteurs est mis en fonctionnement par pression sur le bouton-poussoir BP.

Le synthétiseur

La figure XVI-33 donne le synoptique complet du synthétiseur (voir chapitre V, § 5). Il couvre la bande 130 à 139,999 MHz par incrémentation de 1 kHz. Le VCO à faible bruit (ECO) oscille directement sur les fréquences de sortie et possède une pureté spectrale d'au moins 60 dB (voir photo A en fin de description). La commande est réalisée par un encodeur optique et par des roues codeuses. En alternant de l'un sur l'autre, on obtient un décalage quelconque, positif ou négatif, pour trafiquer avec les relais. Les roues codeuses permettent d'aller d'un point extrême de la bande à un autre très rapidement et de garder une fréquence en « mémoire » mécaniquement (si l'on peut s'exprimer ainsi). Enfin, pour être conforme aux normes, un démultiplexeur 74 C 42 bloque la commutation sur émission hors bande.

La boucle classique de verrouillage de phase est représentée en traits gras. En partant du comparateur de phase, le CD 4046, on traverse un filtre passe-bas où la tension d'erreur est corrigée pour attaquer le VCO. Supposons qu'il oscille sur 136,500 MHz. Suit un premier étage amplificateur, puis deux autres en parallèle, l'un vers la sortie, l'autre vers le prédiviseur par 10 ou 11 (SP 8690) ; un 95 H 90 convient aussi.

Une porte 74 LS 20 prise en inverseur conforme le signal aux niveaux standards de logique. Le 74 LS 90 est un diviseur par dix et amène donc la fréquence entre 1,30 et 1,3999 MHz. Vient ensuite une cascade de 3 diviseurs LS 192, LS 192 et LS 193 programmables. A 136,500 MHz, le premier 74 LS 192 devra être programmé sur 5, le deuxième sur 6, et le 74 LS 193 est programmé sur 13 (en permanence). C'est donc une fréquence de 1 kHz qui est appliquée au CD 4046 en comparaison à celle de référence.

Il est important de ne pas remplacer les 74 LS... par des 74 C... pour des raisons de temps de propagation et de sortance.

Pour l'instant, nous avons supposé le SP 8690 être un diviseur par dix. En cascade avec le 74 LS 90, on obtient une division par 100. En fait, selon l'état de la broche 3 du SP 8690, la cascade est un diviseur par 100 ou par 101. Actuellement, en programmant 6, 5, 0, 0, on obtient 136,500 MHz, c'est-à-dire 1 365 divisions par 100.

Programmons maintenant 6, 5, 0, 1, on obtient 136,501 MHz, c'est-à-dire 1 365 divisions par 100, à part que la première est une division par 101.

Donc, si on programme 6, 5, a, b, on obtient 1 365 divisions par 100, à part que les (a, b) premières sont des divisions par 101. La fréquence est donc 136,5 a b MHz.

Les roues codeuses sont branchées aux entrées B des sélecteurs 74 LS 157 qui sont connectés directement aux diviseurs programmables. Cependant, dans la commande des mégahertz, un additionneur 74 C 83 est intercalé pour augmenter d'une unité la valeur de commande ; ainsi les 4 et 5 de 144 et 145 sont changés en 5 et 6 pour 135 et 136. Les roues codeuses sont aussi branchées aux entrées de quatre 74 C 192 dont les sorties sont reliées aux entrées A des sélecteurs. On peut ainsi charger une fréquence dans les 74 C 192 et faire varier la valeur d'une façon quasi continue à partir de l'encodeur optique.

Les figures XVI-34, 35 et 36 représentent donc le schéma complet du synthétiseur. En ce qui concerne le VCO (fig. XVI-36), nous avons L_1 = 6 spires de

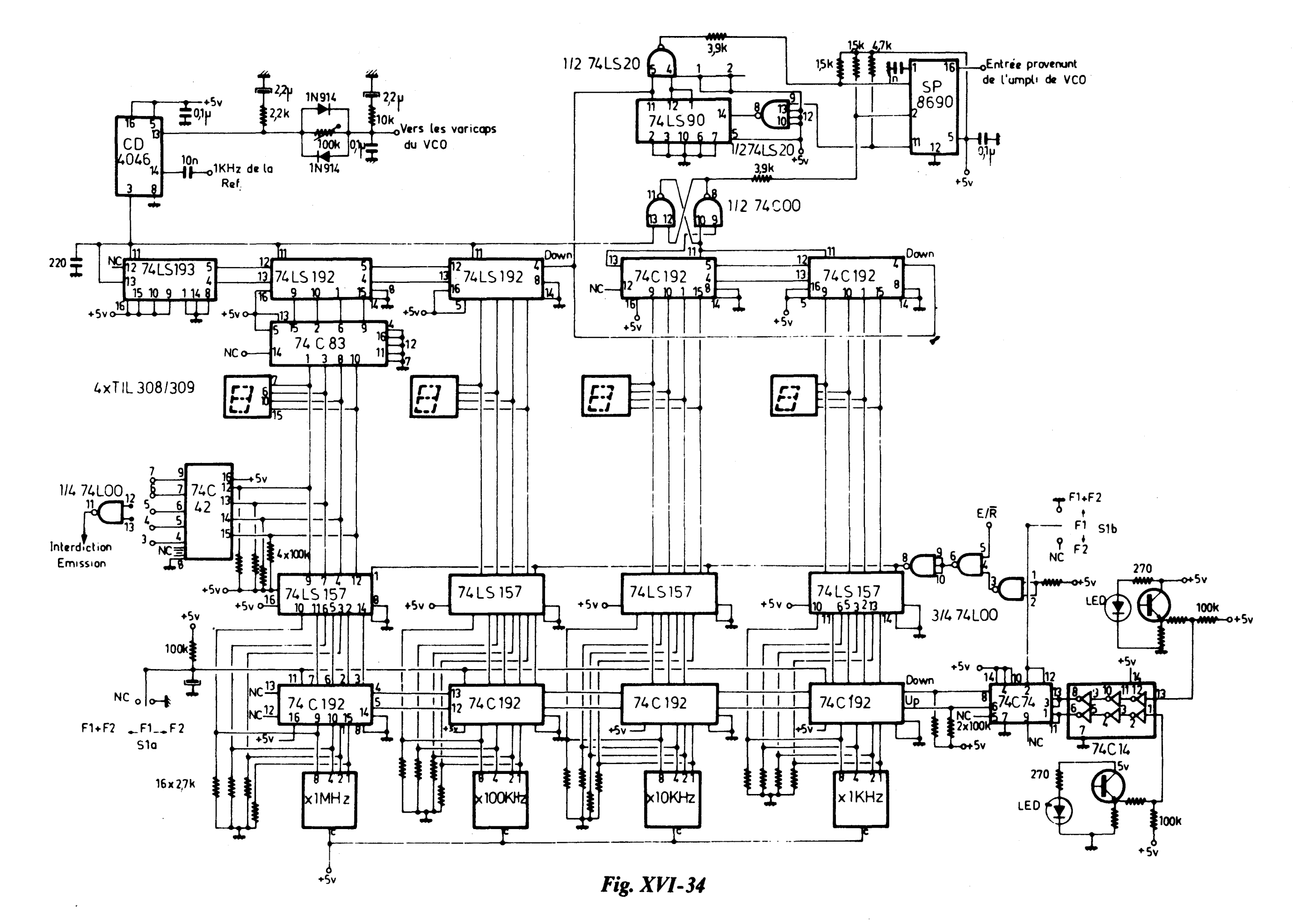

CD 4046
+5v
0,1µ
2,2µ
2,2k
1N914
100k
2,2µ
10k
Vers les varicaps du VCO
10n
1KHz de la Ref.
1/2 74LS20
3,9k
74LS90
1/2 74LS20
15k
15k
4,7k
SP 8690
Entrée provenant de l'ampli de VCO
0,1µ
3,9k
1/2 74C00
220
74LS193
74LS192
74LS192
74C192
74C192
Down
NC
74 C 83
4xTIL 308/309
1/4 74L00
74C 42
Interdiction Emission
4x100k
74LS157
74LS157
74LS157
74LS157
E/R
F1+F2
F1
F2
S1b
270
LED
100k
3/4 74L00
74 C 192
74C192
74C192
74C192
Up
74C74
2x100k
74C14
NC
F1+F2
F1
F2
S1a
16x2,7k
x1MHz
x100KHz
x10KHz
x1KHz

Fig. XVI-34

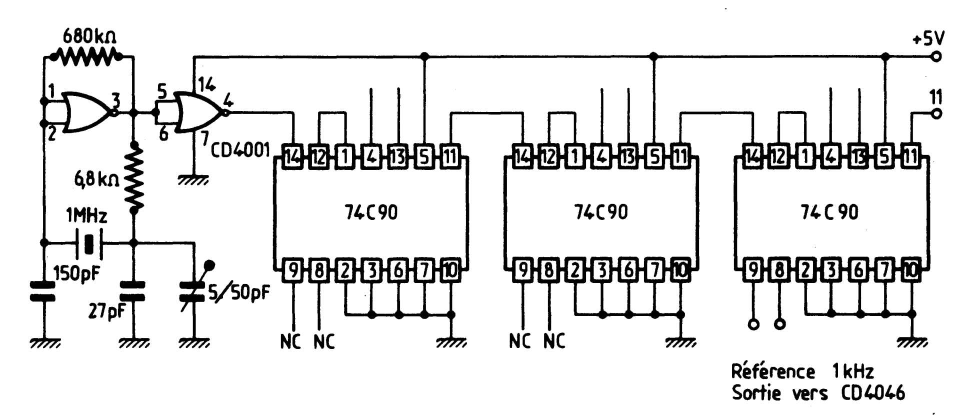


Fig. XVI-35

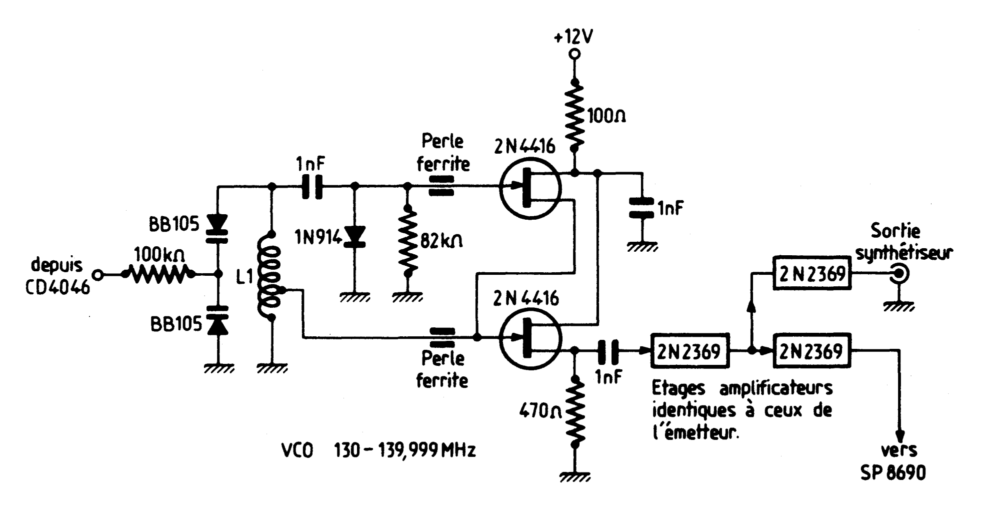


Fig. XVI-36

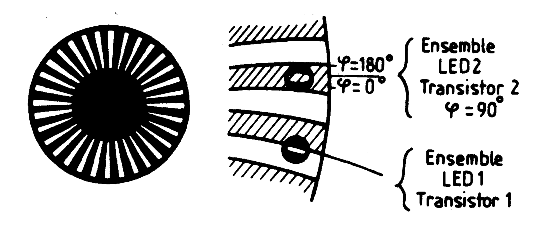


Fig. XVI-37

6 mm de diamètre en fil de cuivre argenté de 10/10 de millimètre ; longueur du bobinage 15 mm ; prise à 1,5 tour de la masse.

Revenons maintenant à l'encodeur optique. Celui-ci utilise deux LED et phototransistors, un trigger 74 C 14 pour la mise en forme des états logiques et les deux bascules D d'un 74 C 74. La figure XVI-37 donne un exemple de disque utilisable, avec 32 secteurs noirs et 32 secteurs blancs pour 32 kHz par tour. Le déphasage entre les deux phototransistors est de 90°. Cette valeur n'est heureusement pas critique, car avec la petitesse des secteurs, le positionnement des composants devient vite critique. Quant à nous, le disque est un morceau de 44 mm de diamètre de Kodalith qui se développe comme du papier photo N et B. Nous avons récupéré une carcasse de Rotapot, soudé les phototransistors pour une position à peu près correcte, collé le disque sur une bague, installé cette bague, et enfin positionné les LED. Le positionnement des composants est obtenu en jouant (pas trop) sur l'élasticité de leurs pattes. Les LED et phototransistors sont en partie peints en noir pour une meilleure précision de phase.

Naturellement, pour ne pas alourdir inutilement cette description, les détails de mise au point n'ont pas été développés ; de même, l'alimentation générale ainsi que les détails des commutations « émission-réception », antenne, etc. n'ont pas été représentés, une telle réalisation ne s'adressant pas aux débutants. Pardonnez-nous cette vérité d'évidence...

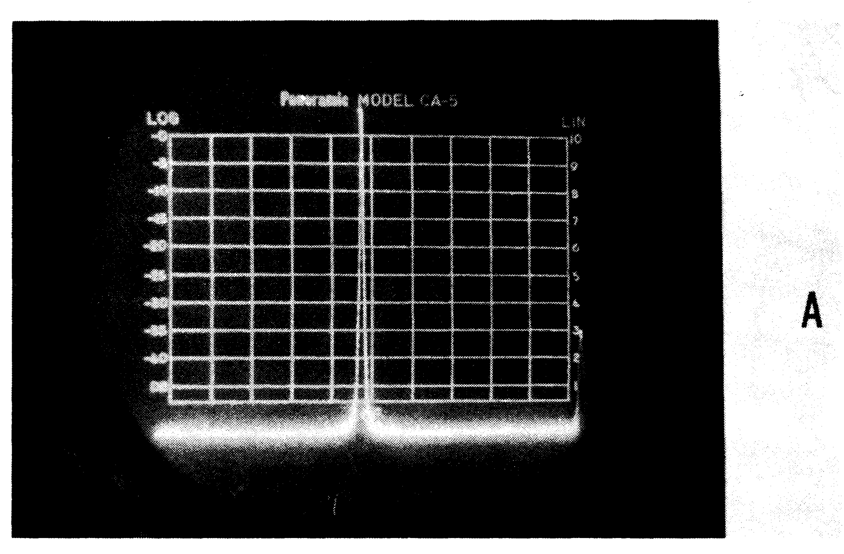
Pour terminer, les photographies ci-après illustrent cette remarquable réalisation « amateur » de F1 FHR que nous remercions encore. Nous avons :

A. Pureté spectrale de la sortie du synthétiseur ; amplitude de mesure 60 dB ; dispersion 100 kHz (échelle horizontale 10 kHz par division).

B. Vue du transceiver, face avant.

C. Vue interne de la construction, couvercle enlevé ; on distingue :

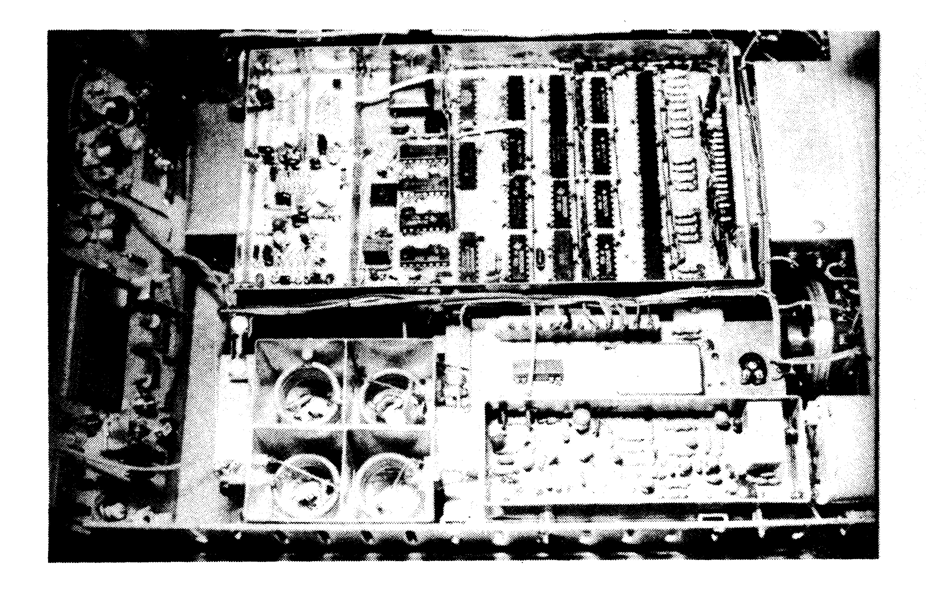
- en haut, le synthétiseur ;
- à gauche, le PA et le module hybride ;
- en bas à gauche, la tête VHF et ses compartiments ;
- en bas à droite, les commutations et le modulateur ;
- à droite, sur le côté, l'encodeur optique.



A



B



C

CHAPITRE XVII

RADIOTÉLÉPHONIE A BANDE LATÉRALE UNIQUE

Les transceivers pour ondes décamétriques

§ 1. — Introduction

Parallèlement à la modulation de fréquence, on étudie actuellement, de plus en plus, les dispositifs émetteurs radiotéléphoniques n'utilisant qu'une seule bande latérale de modulation (1). Cette technique, quoique ancienne, est devenue à l'ordre du jour, en raison du nombre sans cesse croissant des émetteurs ; en effet, une émission phonie à bande latérale unique (S.S.S.C. des Américains : single sideband suppressed carrier) (2) occupe un spectre de fréquences excessivement plus étroit qu'une émission à modulation de fréquence normale. Spectre aussi plus étroit que la même émission modulée en amplitude de la façon courante (deux fois moins d'encombrement de l'éther, puisqu'il n'y a qu'une bande latérale). De plus, le procédé de transmission à bande latérale unique se révèle supérieur à la modulation de fréquence, dans le cas d'émissions à grande distance.

En fait, nous savons que l'onde porteuse H.F., proprement dite, n'est qu'un intermédiaire, un « support », comme son nom l'indique, dans les transmissions radiotéléphoniques ; il n'est pas possible de la supprimer complètement, puisque c'est à elle qu'est dû le rayonnement ; mais considérons l'expression du courant total d'une onde modulée en amplitude et transmise selon le mode habituel :

$$i_a = I \sin 2\pi Ft + \frac{kI}{2} \sin 2\pi$$

$$(F + f)\, t + \frac{kI}{2} \sin 2\pi (F - f)\, t.$$

(Pour la correspondance des symboles, revoir le § 1 du chapitre précédent.)

On s'aperçoit alors, qu'en raison des valeurs très souvent petites de k (taux de modulation), le courant porteur dépense la plus grande partie de la puissance en jeu, et que le gain serait énorme si l'on se contentait d'amplifier et de rayonner les bandes latérales. Assurément, les oscillations de fréquence F sont utiles à la réception pour reconstituer l'onde, car c'est précisément en ajoutant les trois composantes du courant i_a, que l'on peut faire ressortir la basse fréquence f. Mais il n'est pas impossible de reproduire, à la réception, un courant de fréquence F, au moyen d'un oscillateur local.

De plus, les deux bandes latérales ne sont pas indispensables à la reconstitution de la fréquence de modulation ; il suffira donc de

---

(1) *Bibliographie :* « Radioélectricité générale », de R. Mesny.
— Documentation bulletins S.F.R. et la « Radio Française » de juin et juillet 1943 (J. Fagot).

(2) Outre S.S.S.C., on emploie aussi S.S.B. (single sideband) ou encore B.L.U. (bande latérale unique).

transmettre une seule bande, avec une légère trace de porteuse (onde pilote). La reconstitution de la fréquence porteuse à la réception doit être très précise ; aussi cette onde pilote (juste suffisante pour être reçue), après amplification séparée, est utilisée pour la commande automatique de fréquence de l'oscillateur local. Nous verrons plus loin que l'écart entre la fréquence pilote et la fréquence locale se reporte entièrement sur la fréquence B.F. reconstituée ; un écart de 20 hertz est acceptable pour la parole ; mais, pour la musique, une telle variation dans la *hauteur* des notes est inadmissible, et il faut avoir recours à une synchronisation absolue. On verra cependant, plus loin, des montages modernes dans lesquels on évite en partie cet assujettissement.

Outre un gain considérable sur la puissance, et une amélioration du rapport signal/bruit de fond (de 9 dB environ), on trouve dans cette façon d'opérer un moyen efficace de décongestionner les bandes d'amateurs.

C'est ce qui explique la publicité faite à ce mode de transmission, afin d'encourager les amateurs à exploiter entre eux, de plus en plus, cet intéressant procédé.

Malgré le parallèle fait, plus haut, entre la modulation de fréquence et le système à bande unique (du moins, quant aux résultats), nous ne pensons pas voir naître, un jour, une lutte entre les deux procédés : leurs domaines d'application sont, en fait, bien distincts. Nous avons vu, précédemment, que la modulation de fréquence ne peut guère être appliquée que sur U.H.F., en raison du spectre de fréquences utilisé, spectre qui doit être assez important, si l'on veut, *à la réception,* obtenir par des procédés spéciaux, un effet appréciable de réduction du bruit de fond et des parasites. Par contre, le système de radiotéléphonie à bande latérale unique prendra certainement un grand développement dans les communications « phonie » sur les ondes décamétriques (entre 10 et 100 mètres), vu la faible bande de fréquences occupée et l'excellent comportement de ce moyen de transmission, en regard des effets du fading sélectif (comme nous le verrons plus loin).

Dans ce chapitre, nous examinerons les procédés à bande latérale unique utilisés à l'émission et à la réception, en nous livrant en même temps à quelques considérations générales (avantages et inconvénients) sur cette nouvelle technique.

Nous verrons des *réalisations d'amateurs* pour l'émission et pour la réception des ondes modulées sur une bande latérale unique.

Il est intéressant de préciser tout de suite, qu'il ne s'agit pas là d'un nouveau procédé de modulation (puisqu'il s'agit bien, à l'origine, d'une modulation en amplitude), mais plutôt d'un *procédé de transmission* différant du mode habituel : une certaine fréquence f de modulation provoque le rayonnement d'une *fréquence unique,* dans la bande d'ondes choisie, et dont l'amplitude n'est évidemment pas modulée. En d'autres termes, il s'agit d'une *transposition* des basses fréquences de modulation en hautes fréquences nécessaires pour le rayonnement.

Enfin, nous parlerons aussi des transceivers (émetteurs-récepteurs) pour bandes décamétriques dont les réalisations commerciales actuelles sont presque toutes conçues pour la modulation en B.L.U.

§ 2. — Considérations générales sur la radiotéléphonie à bande latérale unique

On pense souvent que l'*onde porteuse* d'une émission modulée en amplitude varie au rythme de la modulation en fonction de l'amplitude des signaux délivrés par le modulateur ; et cela se dit... Théoriquement, c'est une erreur qui provient de la confusion découlant de l'observation du phénomène à l'oscilloscope avec lequel on examine la *courbe enveloppe de* l'émission.

A la vérité, et cela peut parfaitement s'observer à l'aide d'un récepteur- analyseur panoramique, une onde modulée en amplitude de la façon habituelle peut se décomposer en une onde porteuse de fréquence F, accompagnée de deux bandes latérales occupant respectivement une plage de fréquence égale à F $+\Delta f$ (dite bande supé-

rieure), et à F $- \Delta f$ (dite bande inférieure), Δf étant la variation maximum de fréquence du courant microphonique, par exemple de 200 à 3 000 hertz (voir fig. XVII-1A).

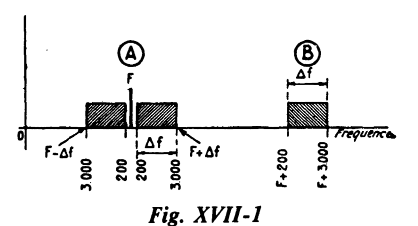


Fig. XVII-1

Par contre, dans une émission à bande latérale unique, on ne transmet que le spectre de fréquences se rapportant à une seule bande latérale (par exemple la bande latérale supérieure). On élimine donc l'onde porteuse F et le spectre de fréquences correspondant à la bande latérale inférieure ; cette émission à bande latérale unique se présente comme une émission *transposée*, c'est-à-dire que chacune des fréquences f de la modulation se trouve transformée en une fréquence F $+ f$ (F étant la fréquence de la porteuse, supprimée par la suite).

La place occupée dans l'éther par une transmission de ce genre se trouve donc être, dans notre exemple, comprise entre F + 200 et F + 3 000, soit d'une manière générale égale à Δf (fig. XVII-1B). Toujours dans notre exemple, si la fréquence porteuse F (supprimée) est égale à 3,5 MHz, la bande de fréquences occupée aura pour limite 3 500,2 kHz et 3 503 kHz. Alors que dans le cas d'une modulation en amplitude ordinaire, avec les deux bandes latérales habituelles, la bande de fréquences occupée aurait pour limites 3 497 kHz et 3 503 kHz.

Important. — *Il est intéressant de noter qu'une fréquence* f *d'amplitude constante, recueillie par le microphone, et appliquée à l'entrée de l'amplificateur B.F., provoque le rayonnement d'une fréquence unique égale à F +* f, *dont l'amplitude n'est évidemment pas modulée.*

Comme nous l'avons dit précédemment, on comprend que la transmission d'un spectre de fréquences, comme celui de la figure XVII-1B, par exemple, peut permettre de reconstruire la modulation d'origine. En effet, à la réception, il suffit de combiner cette bande de fréquences captée avec une oscillation locale de forte amplitude et de fréquence F identique à la fréquence porteuse supprimée, pour retrouver les variations d'amplitude reconstituant la modulation de départ.

Il faut cependant remarquer que la reconstitution des variations d'amplitude, dans le cas d'une fréquence unique, suivant une loi sinusoïdale, ne pourrait être effectuée que par la combinaison de l'onde porteuse et des deux bandes latérales. Avec notre procédé (une seule bande), on ne s'approche de cette loi qu'à la condition de combiner à la bande reçue, une oscillation — représentant la porteuse — d'amplitude relativement élevée par rapport au niveau de ladite bande ; en d'autres termes, on réalise un taux de modulation relativement faible de l'oscillation locale. Si l'on n'agissait pas ainsi, soit par conséquent avec un taux de modulation plus élevé, la B.F. serait rétablie avec un taux d'harmoniques exagéré.

De ce qui vient d'être dit, on peut conclure tout de suite qu'une émission à bande latérale unique propre et correctement réglée, occupe une place dans l'éther égale sensiblement à la moitié de celle occupée par une émission ordinaire ; d'où :

1° Possibilité de loger, en gros, deux fois plus d'émetteurs dans une bande donnée (solution particulièrement intéressante pour les gammes d'amateurs de plus en plus encombrées) ;

2° Possibilité de réduire de moitié la bande passante des récepteurs et, de ce fait, d'obtenir une diminution importante du bruit de fond (une réduction de moitié de la bande passante correspond à diviser l'amplitude du bruit de fond par $\sqrt{2}$).

A l'émission, un autre avantage, et non des moindres, apparaît lorsque l'on considère que, dans le réglage d'un émetteur, on doit tenir compte de la puissance de crête que les tubes auront à fournir. En « phonie » ordinaire, on doit ajuster les caractéristiques de fonctionnement des tubes en porteuse non modulée, de façon que ce régime corresponde à la moitié de l'ampli-

tude (soit au 1/4 de la puissance de crête). Dans ce cas, les variations d'amplitude qui donnent l'effet utile à la réception ne sont égales qu'à l'amplitude de crête divisée par 2.

Par contre, en émission à bande latérale unique, l'amplitude de crête peut être entièrement attribuée à la bande latérale émise ; de ce fait, après combinaison, à la réception, avec une onde porteuse locale, on retrouve un effet utile égal à la totalité de l'amplitude de crête. En conclusion, le signal reçu est deux fois plus intense qu'en modulation en amplitude courante (transmission des deux bandes latérales).

On sait que c'est le rapport signal/bruit de fond qui caractérise essentiellement la qualité d'une liaison radiotéléphonique commerciale. Or en considérant les deux avantages précédents (diminution du bruit de fond et accroissement du signal utile), on voit que le fameux rapport est multiplié par $2\sqrt{2}$, ce qui correspond à un gain de puissance de $(2\sqrt{2})^2$, soit 8. En d'autres termes, nous pouvons dire qu'un émetteur à bande latérale unique permet d'obtenir la même qualité de liaison, la même « efficacité » qu'un émetteur ordinaire huit fois plus puissant.

Enfin, voyons un troisième avantage, surtout dans le cas d'émissions à bande latérale unique réalisées sur ondes courtes : en modulation en amplitude ordinaire, il faut, en effet, à la réception, que les phases et les amplitudes des trois fréquences composantes, à savoir : l'onde porteuse et les deux bandes latérales, soient absolument respectées, si l'on veut une reproduction correcte de cette modulation. Or les déphasages et variations d'amplitude qui peuvent atteindre ces trois fréquences en O.C., par suite du « fading sélectif », par exemple, entraînent une distorsion non linéaire importante sur la modulation. Parmi divers phénomènes pouvant se produire, citons le cas typique du « fading de porteuse », dans lequel les bandes latérales étant seules transmises produisent, en se combinant, des variations d'amplitude à fréquence doublée. C'est cet « accident » qui donne par instants, à certaines émissions O.C. (et même P.O.), cette consonnance métallique si désagréable ; on a l'impression, entre autres, que le speaker parle dans un verre de lampe !

Avec le procédé de transmission à bande latérale unique, on n'a rien à craindre de ce genre. L'onde porteuse est, en réalité, une onde créée localement, ou reconstituée à l'arrivée si l'on préfère et, de ce fait, elle n'est pas sujette au fading. A chaque fréquence B.F. ne correspond qu'une fréquence dans l'éther ; un déphasage quelconque intervenant sur cette unique fréquence transmise ne se traduit après reconstitution à l'arrivée grâce à la porteuse locale, par aucun effet de distorsion. Le fading éventuel se traduit par de simples variations de niveau, sans apparition de distorsions sur les diverses fréquences du spectre transmis.

Il est évident que ces avantages sont extrêmement intéressants au point de vue de l'*amateur*. Résumons-nous : augmentation du nombre de « places confortables » dans les bandes trop étroites ; augmentation de l'« efficacité » d'un émetteur pour le ou les mêmes composants employés à l'étage final ; plus de déformations apportées par le fading ; à la réception, moins de cross-modulation, moins d'« emprise » entre deux stations voisines, donc protection plus efficace contre les brouillages ; enfin, suppression des sifflements d'interférence par hétérodynage entre stations voisines, puisqu'il n'y a pratiquement pas de « porteuse ».

En AM, sur le plan de l'énergie, on constate que seulement la moitié de la puissance sert à acheminer les signaux utiles de la modulation (par rapport à la puissance porteuse) : un quart pour chaque bande latérale. Ainsi, une émission de 100 W modulée à 100 % par un modulateur de 50 W ne renferme que 25 W dans chaque bande latérale.

En B.L.U., cette énergie est quadruplée et la transmission occupe moitié moins de place. Multiplions par quatre la puissance utile ; le gain est de 6 dB. Parallèlement, du côté réception, la réduction de la bande passante nécessaire d'un facteur de 0,5 peut apporter un gain de 3 dB. En définitive, le gain d'une liaison en B.L.U. par rapport à la même liaison en A.M., peut donc être de

	Transmission ordinaire modulation en amplitude		Transmission à bande latérale unique	
	Emetteur	Récepteur	Emetteur	Récepteur
Puissance de sortie en crête	100	100	100	100
Tension de la porteuse..................	25	25	0	reconstitu-tion dans le récept.
Puissance de la porteuse	50	50	0	
Puissance totale en pointe des bandes latérales	12,5	12,5	100	100
Largeur de bande (en % du spectre B.F.)...	200	200	100	100
Efficacité de l'émission (basée sur la puissance de sortie)............................	12,5		100	
Efficacité pratique de l'émission (basée sur la puissance input-alimentation)...........	10 (max)		70	
Gain (basé sur la puissance de sortie)......	Référence 0		+ 9 dB	

9 dB à puissance de pointe égale. Consulter également le tableau récapitulatif.

Signalons aussi que l'on a proposé des montages pour émission dite en D.S.B., c'est-à-dire transmission comportant les *deux* bandes latérales, mais avec porteuse supprimée.

Cette technique n'a d'ailleurs connu aucune suite notable. En fait, on ne voit pas où serait l'intérêt réel de ce système qui cumule les inconvénients des émissions en A.M. et en B.L.U. sans présenter les avantages, ni de l'une, ni de l'autre...

§ 3. — Comment produire et utiliser des signaux à B.L.U.

La suppression de la porteuse est universellement réalisée avec un modulateur équilibré, tandis que pour la suppression de la bande indésirable, plusieurs systèmes, tous également satisfaisants, ont été étudiés.

Les systèmes les plus répandus sont la méthode par déphasage et ceux à filtres de bande à quartz ou mécaniques.

Les filtres mécaniques peuvent être réalisés seulement à des fréquences relativement basses (0,5 MHz) ; d'autres systèmes sont pratiquement équivalents.

Le système de suppression à quartz utilise un filtre à quartz qui laisse passer seulement la bande utile désirée ; on a ainsi une bonne suppression de la bande indésirée et une suppression supplémentaire de la porteuse.

Naturellement, la largeur de bande n'est pas réglable à plaisir, mais liée aux caractéristiques des quartz. Un autre problème est que le passage de la bande supérieure à la bande inférieure exige l'emploi de deux filtres, ou le déplacement de la porteuse de l'une à l'autre extrémité de la bande passante des quartz qui, en général, ne possèdent pas une caractéristique de symétrie élevée.

Un avantage indiscutable des quartz est la stabilité, tout au moins entre des limites raisonnables de température.

Le système à déphasage utilise au contraire le seul cristal de l'oscillateur de la porteuse. La suppression est réalisée en combinant opportunément les sorties des deux modulateurs équilibrés. Les basses

fréquences qui alimentent les deux modulateurs sont déphasées de 90°.

Disons aussi que sur 3,5 et 7 MHz, il a été conseillé et convenu de fonctionner en bande latérale inférieure, et sur 14, 21 et 28 MHz en bande latérale supérieure ; mais cela n'est pas impératif.

●

La figure XVII-2 représente le synoptique d'un émetteur à bande latérale unique exploitant le procédé dénommé « phase-shifting system ».

La méthode est basée sur le développement des réseaux changeurs de phase (ou phase-shift) ; en fait, un réseau type phase-shift (BF), comprenant six résistances et six condensateurs convenablement assemblés, permet de diviser une entrée commune en deux sorties d'amplitudes égales, mais dont les phases sont décalées de 90°.

Fondamentalement, ce procédé de transmission à bande latérale unique consiste à supprimer une des deux bandes latérales au moyen d'amplificateurs équilibrés et de filtres simples. La transmission à bande unique trouve dans les méthodes « phasing » et amplificateurs équilibrés, une solution particulièrement intéressante, du fait même de la « parenté » des bandes latérales et de la porteuse.

Une courte explication vectorielle nous fera mieux saisir le processus employé ; reportons-nous à la figure XVII-3. Le diagramme vectoriel (A) représente une porteuse modulée en amplitude à 100 % et en crête ; en (B), la phase de la porteuse est en retard de 90° sur la phase de référence. Les deux vecteurs, représentant les bandes latérales, montrent que l'enveloppe de modulation est égale à la porteuse (toujours dans le même instant).

Comment arrive-t-on au diagramme (B) ?

On procède comme pour la modulation en (A), avec un second modulateur amplificateur, dans lequel la porteuse, de même fréquence évidemment, mais dont la phase est décalée à 90° par rapport à la phase de référence (A), est modulée par le signal B.F., ce dernier ayant aussi sa phase décalée de 90°.

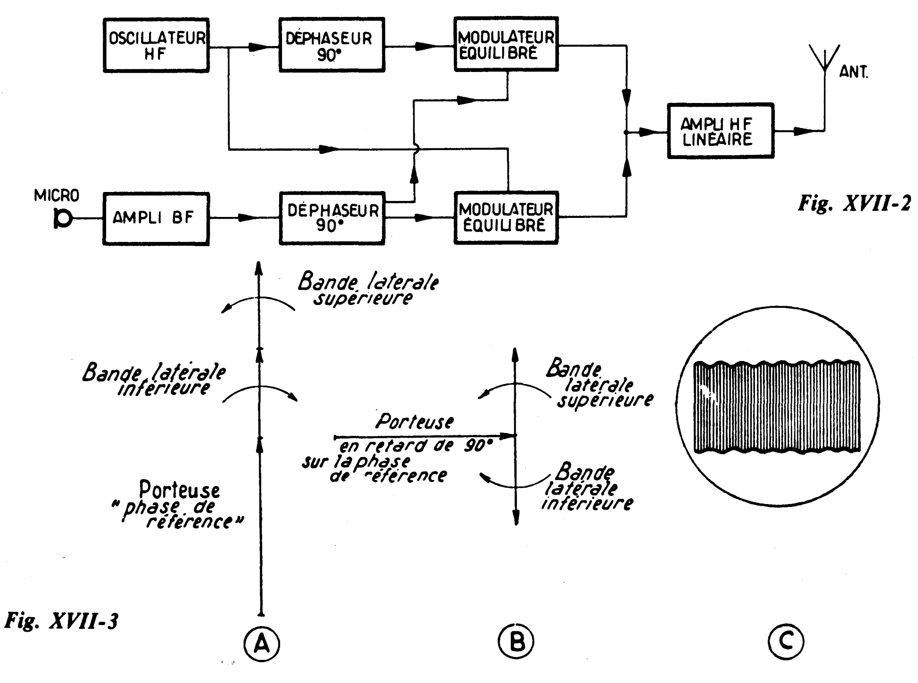


Fig. XVII-2

Fig. XVII-3

Lorsque les deux signaux représentés en (A) et (B) sont combinés, les bandes supérieures s'ajoutent, les bandes inférieures sont annulées, rejetées, et il en résulte la transmission d'une seule bande. Par cette méthode, l'amateur évite la construction de filtres nombreux compliqués et de mise au point délicate.

•

L'autre système permettant de supprimer la bande latérale indésirée (procédé vraisemblablement le plus couramment employé) est le système à filtre. Son principe est représenté sur la figure XVII-4.

— 3 dB (voir chapitre IV § 7) ; ce filtre permet alors de supprimer l'une des bandes latérales laissant au choix (à sa sortie), soit la bande supérieure, soit la bande inférieure. Les signaux recueillis à la sortie du filtre étant généralement assez faibles, on les amplifie par un amplificateur réglé sur la fréquence de l'oscillation de départ. Ces signaux dont la fréquence ne correspond généralement pas à celle d'une gamme « amateurs », doivent être transposés en fréquence utilisable. On mélange alors le signal amplifié issu du filtre à un autre signal de HF pure (issu d'un V.F.O.) d'une fréquence déterminée dont l'addition ou la soustraction donnera une fréquence résultante utilisable dans une gamme « amateurs ». Ce nouveau signal sera encore amplifié, puis appliqué à un amplificateur de puissance chargé par l'antenne.

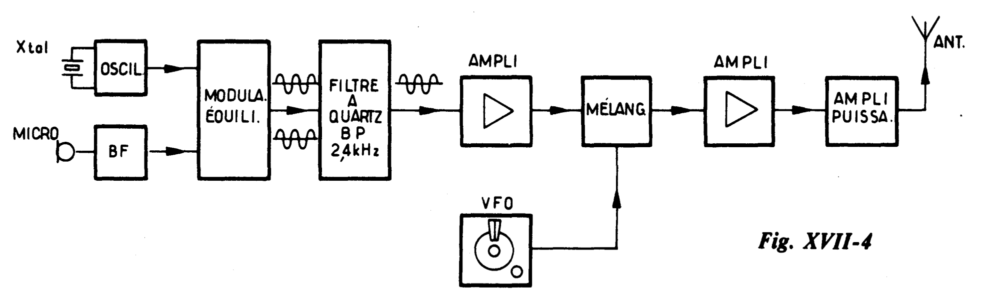


Fig. XVII-4

Un oscillateur à quartz génère une porteuse destinée à être modulée. Cette porteuse est appliquée à un modulateur équilibré qui reçoit en outre les signaux BF modulateurs. Par des artifices d'équilibre de phases, nous trouvons à la sortie de ce modulateur équilibré deux bandes latérales modulées, mais avec porteuse supprimée. Ensuite, vient un filtre à quartz présentant une bande passante de l'ordre de 2,4 kHz à

Concernant le modulateur équilibré utilisé pour l'élimination de la porteuse, divers montages sont proposés ; nous nous limiterons aux deux les plus répandus.

Le premier est le modulateur en anneau constitué par quatre diodes germanium, montage représenté sur la figure XVII-5.

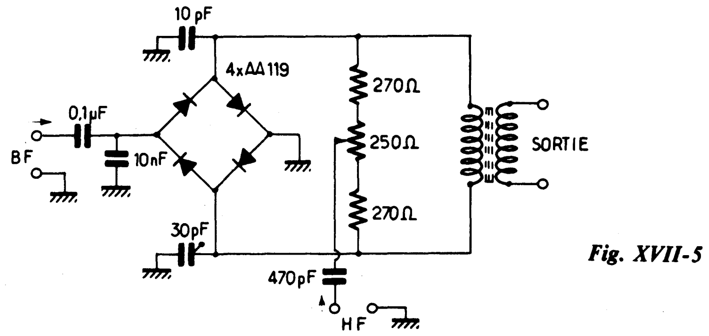


Fig. XVII-5

Vis-à-vis des signaux HF, le système est symétrique, équilibré, et les signaux sont annulés en sortie. Sous l'effet des signaux BF, le pont est déséquilibré ; alternativement, une diode sur deux conduit. En sortie, par combinaisons, on retrouve la modulation en bande latérale supérieure et la modulation en bande latérale inférieure, mais avec la fréquence porteuse éliminée.

Le second montage proposé fait appel à un tube spécial du type 7360 ; il est représenté sur la figure XVII-6 dont l'efficacité est supérieure à celle des montages à diodes, probablement du fait de l'obtention d'une symétrie rigoureuse. L'atténuation de porteuse obtenue est de l'ordre de 60 dB ; avec le filtre à quartz faisant suite, c'est une atténuation totale de 80 dB qui est atteinte.

Les pointes de puissance ne se produisent que très brièvement au cours d'une émission normale ; on ne peut donc pas établir de relation directe entre la lecture des différents appareils de mesure (ceux-ci indiquant la valeur moyenne de l'enveloppe, tant en tension qu'en courant) et la puissance PEP ; la relation entre la puissance de pointe et la puissance moyenne varie souvent essentiellement avec le type de voix de l'opérateur ; dans le cas de la figure XVII-7 en A, on peut admettre que l'amplitude moyenne est approximativement égale au tiers de l'amplitude de pointe.

Il est donc absolument évident que le maximum d'efficacité d'un émetteur BLU sera atteint lorsque les amplitudes moyennes se rapprocheront le plus possible de

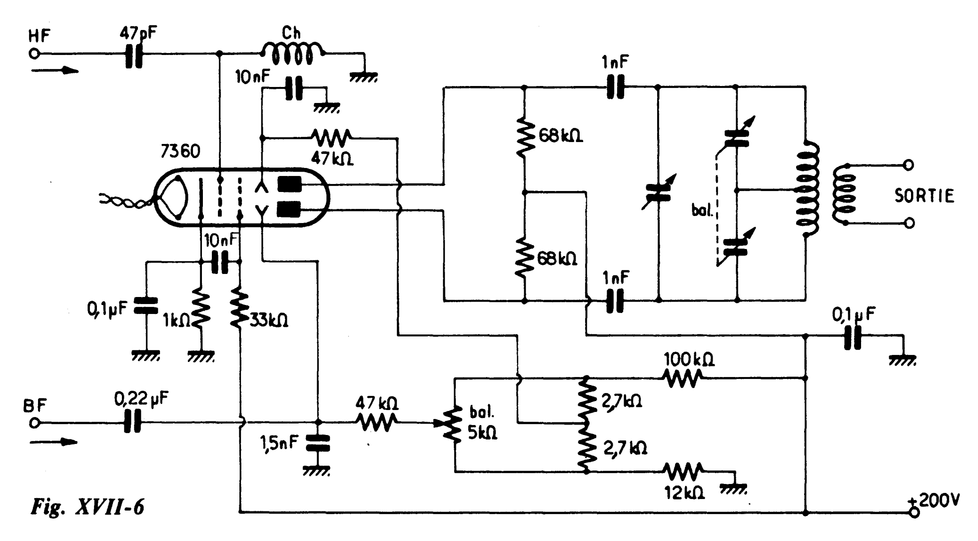
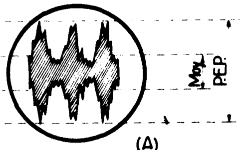


Fig. XVII-6

La figure XVII-7 en A représente une forme d'enveloppe HF caractéristique d'un signal SSB. Il faut considérer deux valeurs représentatives : l'amplitude maximum de *pointe* et la valeur *moyenne* durant une période plus ou moins prolongée (par exemple le temps d'une syllabe).

La valeur qui limite le fonctionnement de l'émetteur est la puissance de pointe de l'enveloppe (en abrégé PEP).



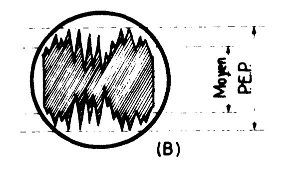


Fig. XVII-7

l'enveloppe PEP. Cela peut être obtenu par l'utilisation d'un compresseur de modulation dont l'utilité est absolument incontestable en émission SSB et dont des montages ont été proposés au chapitre X, § 6. La compression de la modulation, l'augmentation de la puissance moyenne, et donc l'augmentation de l'efficacité de l'émission sont représentées par l'oscillogramme B de la figure XVII-7.

§ 4. — Réalisations pratiques pour l'amateur. Émission

I. — Adaptateur-émetteur à B.L.U.

Un appareil de ce genre permet à l'amateur de transformer un émetteur normal (AM) en émetteur à B.L.U. ; cet adaptateur s'intercale entre la sortie du V.F.O. et l'entrée de l'étage amplificateur final de puissance (PA/HF).

Cet adaptateur met en œuvre le principe des réseaux « phase-shift » déjà vu précédemment.

Le schéma fonctionnel de notre montage est représenté sur la figure XVII-8, tandis que sur la figure XVII-9 (voir pages 532 et 533) nous en voyons le schéma théorique et complet.

Cet adaptateur a été conçu pour le trafic sur les trois bandes « amateurs » les plus populaires : 20, 40 et 80 mètres. En sortie, il délivre une tension maximum HF de crête de l'ordre de 50 V ; ce qui est largement suffisant pour exciter convenablement un étage amplificateur HF de puissance normal (étage PA avec deux tubes 6146, par exemple). Nous y reviendrons ultérieurement.

L'adaptateur B.L.U. étant réglable sur 20, 40 et 80 m, il doit donc être attaqué par un V.F.O.-Excitateur pouvant s'accorder également sur ces trois bandes. Ce V.F.O.-Excitateur doit pouvoir délivrer une tension HF de crête de l'ordre de 20 V, tension qui est appliquée à l'entrée de l'adaptateur et dosée par l'intermédiaire d'un condensateur ajustable à air de 100 pF. Cette condition est facile à remplir, la plupart des montages modernes d'excitateurs fournissant aisément une telle tension HF.

Par contre, nous ne saurions trop insister sur la *parfaite stabilité* en fréquence que doit présenter le V.F.O. pilote ; en B.L.U., le mal vient souvent de là.

En effet, pour une émission normale modulée en amplitude avec les deux bandes latérales, on peut *tolérer* (pour un amateur) une dérive de fréquence de 200 Hz, de 500 Hz, voire de 1 kHz, et bien souvent cela passe même inaperçu !

En B.L.U., par contre, il en va tout autrement, et un glissement de 50 Hz seulement devient presque inadmissible. A la réception (où il y a reconstitution de la porteuse), le message devient incompréhensible ; le correspondant est obligé de retoucher sans cesse les réglages de son récepteur ; il est obligé de vous courir après, de vous suivre, afin de maintenir votre émission compréhensible ; et cela va sans dire, votre correspondant se lassera vite de vous écouter dans de telles conditions !

En conséquence, il est absolument indispensable de partir d'un pilote V.F.O. présentant une stabilité en fréquence rigoureuse. Cette condition est impérative. Cela dit, reprenons l'examen du schéma de l'adaptateur B.L.U. (fig. XVII-9).

L'étage d'entrée est un tampon séparateur équipé d'un tube 6C4 (EC90) ou similaire.

Les bobinages des circuits accordés anodiques présentent les caractéristiques suivantes :

L_1 = 17 tours jointifs, fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm ;

C_1 = ajustable à air 3 — 30 pF ;

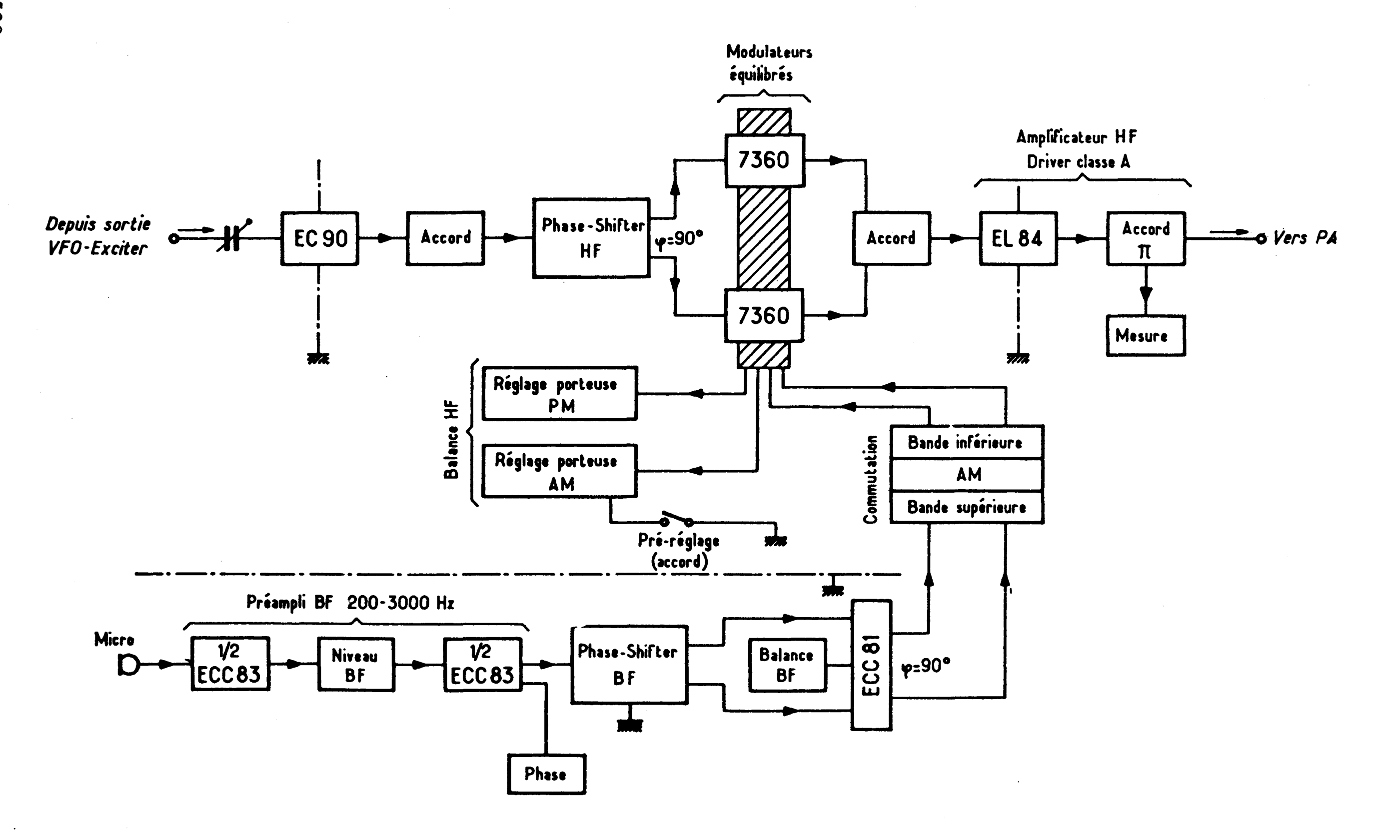
L_2 = 35 tours jointifs, fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm ;

C_2 = ajustable à air 3 — 30 pF ;

L_3 = 60 tours jointifs, fil de cuivre émaillé de 2/10 de mm ;

C_3 = ajustable à air 6 — 60 pF.

Chaque bobinage est réalisé sur un mandrin lisse de 10 mm de diamètre, avec noyau de ferrite réglable.



Modulateurs équilibrés
Depuis sortie VFO-Exciter
EC 90
Accord
Phase-Shifter HF
φ=90°
7360
7360
Accord
Amplificateur HF Driver classe A
EL 84
Accord π
Vers PA
Mesure
Balance HF
Réglage porteuse PM
Réglage porteuse AM
Pré-réglage (accord)
Commutation
Bande inférieure
AM
Bande supérieure
Préampli BF 200-3000 Hz
Micro
1/2 ECC 83
Niveau BF
1/2 ECC 83
Phase-Shifter BF
Balance BF
ECC 81
φ=90°
Phase

Fig. XVII-8

Chaque circuit est accordé, une fois pour toutes, aux environs du milieu de la bande correspondante.

Pour l'attaque des réseaux phase-shift faisant suite, nous avons trois bobines de liaison basse impédance L_4, L_5 et L_6 couplées au côté « froid » des bobinages accordés correspondants.

Nous avons :

L_4 = 4 tours jointifs ; fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm ;

L_5 = 6 tours jointifs ; fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm ;

L_6 = 10 tours jointifs ; fil de cuivre émaillé de 2/10 de mm.

Selon la bande de trafic, le signal haute fréquence est appliqué à un phase-shifter HF de caractéristiques différentes.

La réalisation de ces réseaux déphaseurs à résistances et capacités doit être conduite avec le plus grand soin. Les résistances doivent être du type de précision à ± 1 %, carbone, non inductives, 100 Ω, 1 W.

Par ailleurs, nous avons :

$C_5 \doteq C_6$ = 91 pF ± 5 % ;

$C_7 = C_8$ = 200 pF ± 5 % ;

$C_9 = C_{10}$ = 395 pF ± 5 % ;

condensateurs du type mica argenté, à coefficient de température nul.

Ces réseaux doivent délivrer en sortie deux signaux HF d'égale amplitude, mais déphasés de 90°. Un oscilloscope est pratiquement indispensable pour cette mise au point que l'on effectue en réglant les divers condensateurs ajustables à air de 3 — 30 pF prévus à cet effet. Cette sortie HF déphasée aboutit aux modulateurs équilibrés (tubes 7 360) dont nous reparlerons plus loin. Maintenant, passons à la section BF.

L'entrée microphonique est suivie d'un préamplificateur utilisant les deux éléments triodes d'un tube ECC83, préamplificateur qui, par les caractéristiques de ses éléments voit sa bande passante BF limitée entre 200 et 3 000 Hz. Le potentiomètre de 500 kΩ placé entre les deux étages permet de régler le niveau de modulation.

Ensuite, nous avons le phase-shifter BF dont le rôle est de fournir en sortie deux composantes modulées d'égale amplitude, mais déphasées de 90°. Ceci est obtenu par les deux lignes de déphasage différentiel à réseaux RC dont les entrées sont attaquées en opposition par le second élément triode du tube ECC83.

Nous ne dissimulerons pas la difficulté à réaliser correctement ces circuits phase-shift BF. Leur construction et le choix des composants sont extrêmement délicats. Ce réseau doit être constitué d'éléments de grande précision (valeurs à 1 % près) et de haute qualité.

Nous devons avoir :

R_1 = 100 kΩ ;

R_2 = 100 kΩ ;

$R_3 = 1{,}333 \times R_1$ = 133,3 kΩ ;

R_4 = 133,3 kΩ ;

C_1 = 607,5 pF ;

$C_2 = 4\ C_1$ = 2 430 pF ;

$C_3 = 2\ C_1$ = 1 215 pF ;

$C_4 = 8\ C_1$ = 4 860 pF ;.

Toutes valeurs à 1 % près. Pour les condensateurs : type mica argenté, à coefficient de température *nul* ou au maximum de 0,005 % par degré C. Ces composants doivent être montés à l'intérieur d'un boîtier métallique formant blindage, relié à la masse.

Les sorties du phase-shifter BF sont reliées aux grilles des éléments triodes d'un tube ECC81 fonctionnant en amplificateur. Le gain symétrique des deux éléments peut être ajusté par le potentiomètre de cathodes (balance BF). Les deux composantes BF amplifiées, d'égale amplitude et déphasées de 90° sont ensuite appliquées aux modulateurs équilibrés par l'intermédiaire de deux condensateurs de liaison de 0,2 μF.

Nous passons maintenant à l'examen des modulateurs équilibrés ; ils comportent deux tubes spécialement créés pour cette fonction, tubes type 7360. Le tube 7360 comporte une cathode (broche 1), une grille de commande (3), une grille écran (2), deux plaques de déflexion électrostatique (8 et 9)

EC 90/6C4

Depuis sortie VFO Exciter 20,40 et 80m env. 20 V/HF de crête

HF

100 pF (air)

1,2 kΩ 1W

10 nF c

150 kΩ

10 nF c

80

40

20

C1 L1 C2 L2 C3 L3

HF Phase shifter

L4 L5 L6

1nF c

100Ω.1W

3-30 pF

C5 C6 C7 C8 C9 C10

100Ω 1W

1,2 kΩ 1W

+250V

0,1 µF

20 40 80

φ=90°

47 kΩ

33 kΩ 2W

1,5 kΩ

1,5 kΩ

3,3 kΩ

AM Pot. lin. 5 kΩ bob.

PM Pot. lin. 5 kΩ bob.

Porteuse (Balance H.F.)

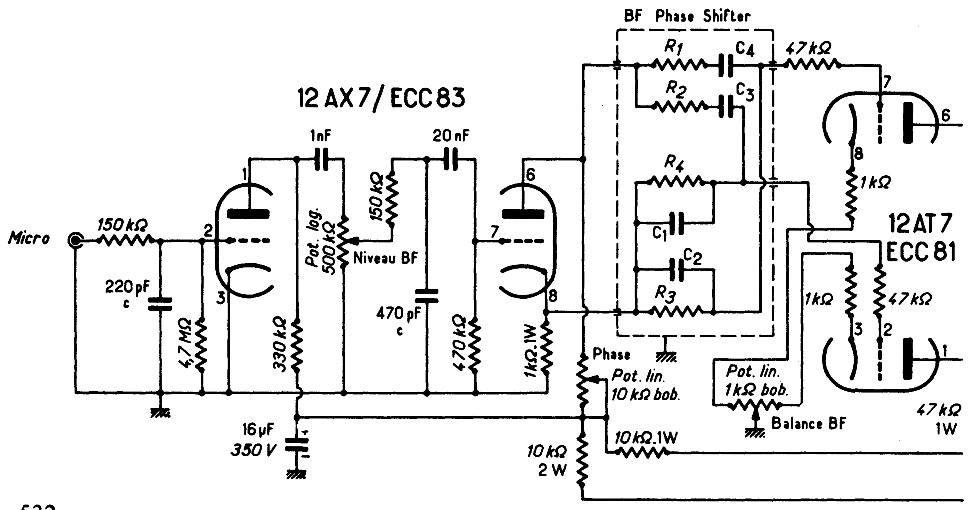
Accord (pré-réglage)

B.I.

AM

B.S.

0,2 µF



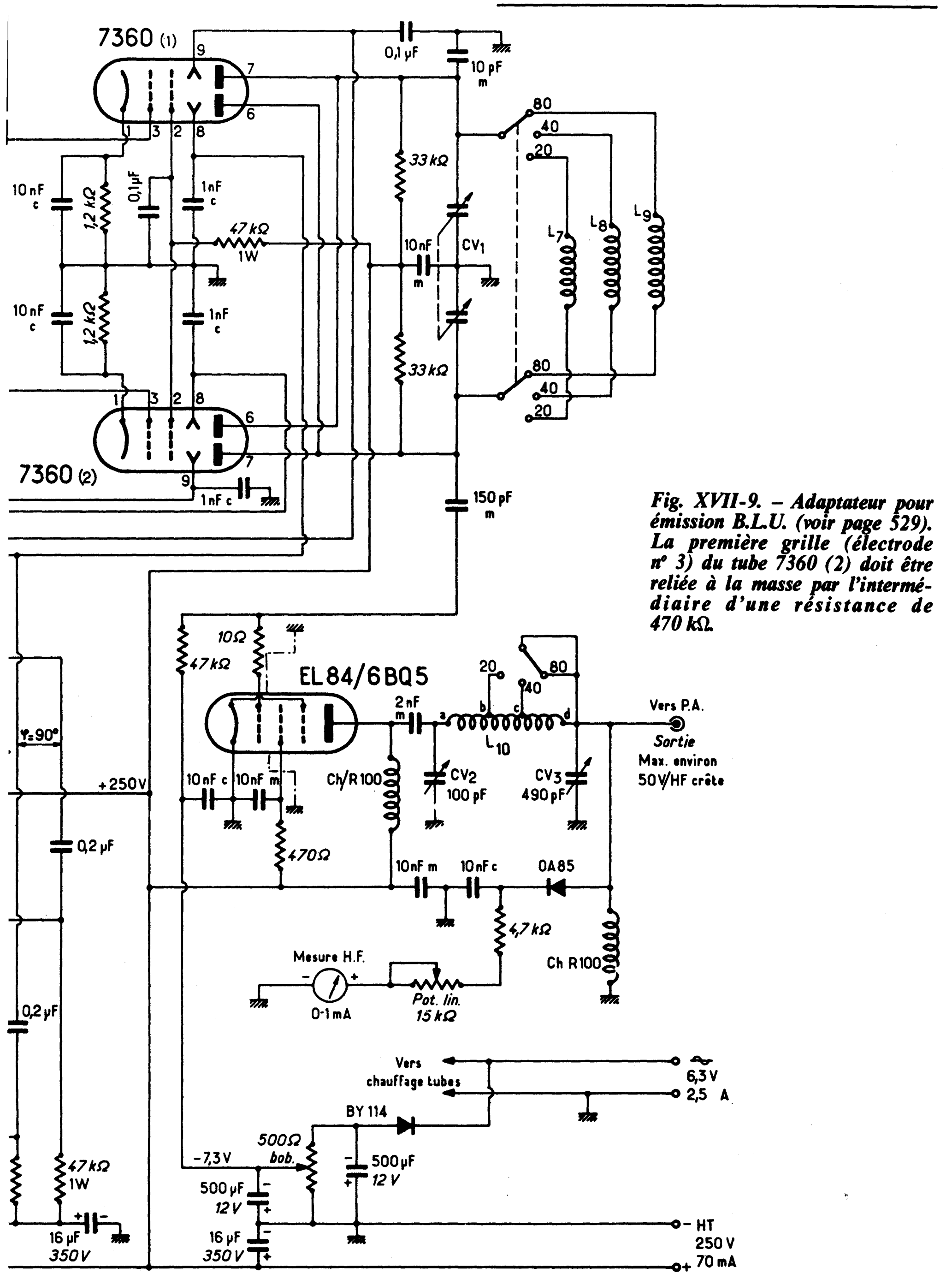


Fig. XVII-9. – Adaptateur pour émission B.L.U. (voir page 529). La première grille (électrode n° 3) du tube 7360 (2) doit être reliée à la masse par l'intermédiaire d'une résistance de 470 kΩ.

et deux anodes (6 et 7) ; le filament correspond aux broches 4 et 5.

Les numéros des broches sont indiqués sur le schéma et l'on fera très attention de ne pas se tromper, de ne pas faire d'inversion, lors du câblage des plaques de déflexion et des anodes, notamment.

L'amplitude du signal mis en évidence par le circuit accordé de sortie connecté comme il est indiqué sur la figure, dépend de l'amplitude du signal appliqué aux plaques de déflexion, le flux électronique issu de la cathode étant contrôlé par le champ électrostatique desdites plaques de déflexion.

Les potentiomètres de 5 kΩ de « Balance HF » déterminent le potentiel de base des plaques déflectrices ; pour une position de ces potentiomètres amenant une condition d'équilibre déterminée du faisceau électronique, on réalise l'annulation des signaux HF de sortie, c'est-à-dire la suppression de la « porteuse ».

Mais cette condition d'équilibre, due à des potentiels de base fixes, peut être modifiée si l'on applique simultanément aux plaques déflectrices le signal BF de modulation. Dans ces conditions, on obtient alors en sortie un signal HF résultant du battement du signal HF d'entrée et du signal BF de modulation. Si l'on donne une phase convenable à ces derniers, on conçoit que l'on obtienne dans le circuit de sortie des signaux HF correspondant à une seule bande latérale, avec porteuse supprimée.

Les produits d'intermodulation en sortie sont plus petits que 0,5 % ; le degré de suppression de la fréquence porteuse est de l'ordre de 1 pour 1 000. Ce degré de suppression n'est pas influencé par les variations éventuelles des tensions d'alimentation ; mais comme dans tout autre modulateur équilibré, il dépend de l'exactitude du réglage du circuit de sortie.

Les caractéristiques de ces circuits d'accord sont les suivantes :

L_7 = 12 tours ; mandrin lisse en stéatite de 20 mm de diamètre ; longueur de l'enroulement 40 mm ;

L_8 = 26 tours ; mandrin en carton bakélisé de 40 mm de diamètre ; longueur de l'enroulement 65 mm ;

L_9 = 40 tours jointifs ; mandrin en carton bakélisé de 40 mm de diamètre.

Pour ces trois bobinages : fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm.

L'accord est réalisé par un condensateur variable à air de deux cases de 200 pF chacune (CV_1).

On notera la présence d'un condensateur fixe au mica de 10 pF connecté entre une extrémité du circuit accordé (anode 7 du tube 7360/1) et la masse. Il est destiné à parfaire la symétrie du circuit en compensant la capacité provoquée par la liaison à l'étage suivant, liaison effectuée à partir de l'autre extrémité du circuit.

Un contacteur à deux circuits, trois positions, qui inverse la phase des signaux BF modulateurs, permet le choix de la bande latérale transmise (position BI = bande inférieure ; position BS = bande supérieure).

Dans la position intermédiaire (position AM), la liaison entre les signaux modulateurs et l'un des deux modulateurs équilibrés (tube 7360/2) est supprimée. Dans ce cas, les signaux de sortie sont constitués par les *deux* bandes latérales simultanément. Pour obtenir une émission normale, modulée en amplitude AM, il suffit alors de ne plus annuler l'onde porteuse ; ce qui s'obtient facilement en déséquilibrant le modulateur 7360/1, soit par le déréglage du potentiomètre AM de « Balance HF », soit par la fermeture de l'interrupteur « Accord-Préréglage ». Pour de telles conditions de fonctionnement qui n'ont plus rien de commun avec la transmission en B.L.U., mais qui s'apparentent directement à la transmission normale en modulation d'amplitude, il convient de remarquer qu'il est possible d'obtenir des rapports importants « bandes latérales/porteuse », donc un taux de modulation apparent supérieur à 100 %, sans étalement du spectre de fréquence occupé.

Par ailleurs, le commutateur étant toujours en position AM, c'est-à-dire les signaux BF n'étant pas appliqués au tube

7360/2, ce dernier n'en continue pas moins à recevoir à son entrée un signal HF décalé de 90° par rapport à celui appliqué au tube 7360/1. En conséquence, le tube 7360/2 peut être déséquilibré (potentiomètre PM) de façon à additionner dans le circuit de sortie une porteuse avec les bandes latérales produites par le tube 7360/1. On dispose alors en sortie d'un signal HF essentiellement *modulé en phase.*

Mais tout cela ne constitue évidemment que des utilisations accessoires de l'adaptateur. Revenons donc à la transmission en B.L.U.

Les valeurs des résistances du diviseur de tension déterminant les potentiels des électrodes de déflexion des tubes 7360 sont les suivantes : 33 kΩ (2 W) ; 1,5 kΩ ; 1,5 kΩ ; 3,3 kΩ.

A la sortie des modulateurs équilibrés, nous avons un étage amplificateur driver HF équipé d'un tube EL84. On sait qu'en B.L.U., l'amplification doit être linéaire. Cet étage fonctionne donc en classe A. Le tube EL84 est polarisé par le retour de grille à − 7,3 V, à l'aide d'un petit redresseur auxiliaire (avec diode au silicium BY 114) alimenté à partir du courant de chauffage.

Le circuit anodique du tube driver EL84 comporte un circuit accordé en π présentant les caractéristiques suivantes :

CV_2 et CV_3 = condensateurs variables à air de 100 pF et de 490 pF ;

L_{10} = mandrin en tube de carton bakélisé de 25 mm de diamètre ; 66 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm ; de *a* à *b* = 16 tours ; de *b* à *c* = 14 tours ; de *c* à *d* = 36 tours.

L'accord est contrôlé par un milliampèremètre (déviation totale pour 1 mA) mesurant le courant continu délivré par une diode OA85 redressant une fraction de la tension HF de sortie. Cette dernière peut aller jusqu'à un maximum de 50 volts HF de crête. C'est dire qu'elle suffit pour l'excitation des étages PA normalement utilisés par les amateurs.

Nous le redisons encore ici, l'étage amplificateur HF de puissance ou étage PA doit fonctionner d'une façon parfaitement linéaire. Naturellement, au point de vue de l'assemblage des composants, un tel étage PA est tout à fait semblable à n'importe quel autre étage amplificateur HF classe C pour modulation d'amplitude, de fréquence ou de phase. La linéarité de fonctionnement requise est obtenue simplement par la détermination des tensions d'alimentation du tube (V_{g1}, V_{g2} et V_a), c'est-à-dire finalement par sa classe de fonctionnement : classes A, AB_1, AB_2 et B. Les classes BC et C sont donc à rejeter.

Il faut aussi remarquer, en passant, qu'un fonctionnement linéaire peut être obtenu *en haute fréquence* pour les classes B, AB_2 et AB_1, sans que l'on soit obligé d'utiliser un étage push-pull ; on peut parfaitement concevoir un étage *linéaire* en classe B, AB_2 ou AB_1, *en HF,* avec un seul tube (ou avec deux tubes *en parallèle*). Ceci simplifie donc le montage.

Naturellement, pour ces trois classes (AB_1, AB_2 et B), il est important d'avoir une alimentation HT ayant une bonne régulation, c'est-à-dire pouvant fournir les « appels » de courant sans affaissements de la tension. Mais de plus, pour les classes AB_2 et B pour lesquelles un courant de grille se déclenche, il faut également assurer une parfaite stabilisation de la tension de polarisation, et cela est parfois plus difficile à obtenir.

C'est la raison pour laquelle de nombreux amateurs de B.L.U. se limitent à un étage PA fonctionnant en classe AB_1, c'est-à-dire sans déclenchement du courant de grille.

A ce propos, un montage très fréquemment utilisé est l'étage final PA comportant deux tubes 6146 en parallèle et fonctionnant en classe AB_1 ; il permet d'atteindre une puissance utile de crête de l'ordre de 100 W, ce qui est largement suffisant pour l'amateur. A l'intention de nos lecteurs intéressés par l'utilisation de ce type de tube, nous donnons ci-dessous ses conditions d'emploi pour cette classe AB_1/HF. Les valeurs d'intensité et de puissance sont données pour un seul tube :

V_a = 600 V ; V_{g2} = 200 V ;
V_{g1} = − 50 V.

Pour un signal nul : I_a = 14 mA ;
I_{g2} = 0,5 mA.

Pour un signal maximum : I_a = 115 mA ;
I_{g2} = 14 mA.

Tension HF de crête sur G_1 = 50 V max. Puissance anodique moyenne dissipée = 25 W. Puissance HF utile pour signal maximum = 47 W.

Le schéma d'un tel étage PA est représenté sur la figure XVII-10. Toutes les caractéristiques des éléments sont données sur la figure. Les bobines d'arrêt d'oscillations parasites montées sur les anodes des tubes 6146-B comportent chacune six tours de fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm enroulés sur le corps d'une résistance au carbone de 47 Ω 1 W, les extrémités de l'enroulement étant soudées aux extrémités de la résistance.

elle est tout à fait classique. Nous avons le chauffage des tubes (6,3 V-2,5 A) et la haute tension (250 V-70 mA environ). Cela veut dire qu'une alimentation très ordinaire peut parfaitement convenir (redressement par diodes silicium BY100 ou BY227).

Sur la figure XVII-9, les condensateurs marqués *c* sont du type céramique, ceux marqués *m* sont du type mica. Les résistances sans mention spéciale sont du type 0,5 W.

Au point de vue réalisation pratique, l'ensemble est monté sur un châssis métallique comportant un cloisonnement destiné

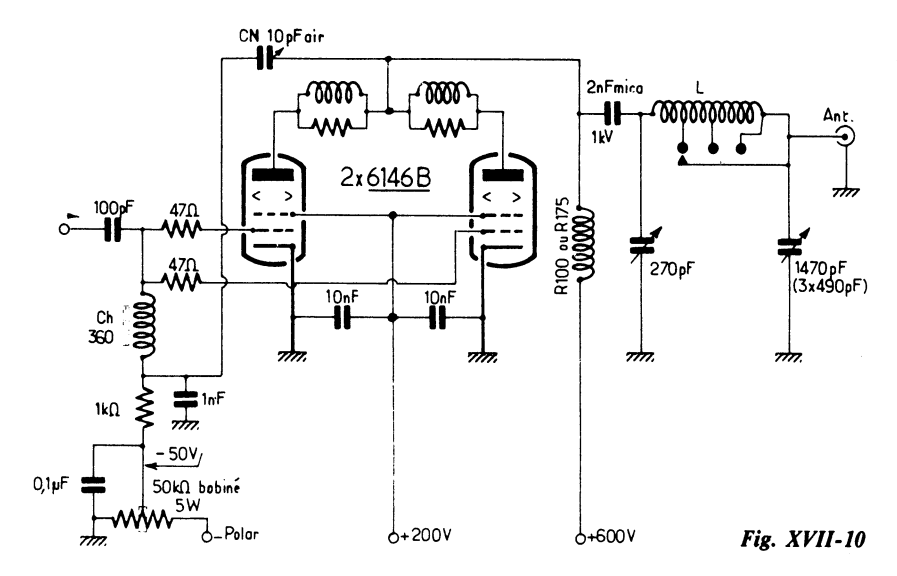


Fig. XVII-10

La bobine d'arrêt notée « Ch/360 » du circuit des grilles doit être constituée par un petit enroulement en nids d'abeille de 160 spires environ sur un mandrin de 10 mm de diamètre à noyau de ferrite (360 μH).

Pour la fabrication de la bobine L du circuit de sortie en π, on pourra se reporter aux caractéristiques que nous avons données pour le montage de la figure XII-5 (chapitre XII, § 2).

L'alimentation de l'adaptateur B.L.U. n'a pas été représentée sur la figure XVII-9, car

à séparer la section B.F. (tubes ECC83 et ECC81). En outre, à l'intérieur de ce compartiment B.F., le phase-shifter B.F. doit être lui-même totalement blindé. Les connexions au potentiomètre « Niveau B.F. » et à la douille d'entrée « Micro » doivent être exécutées en fil blindé.

Sur la section H.F., il faut prévoir deux larges écrans métalliques de blindage, soudés à la masse, traversant respectivement les supports des lampes EC90 et EL84, et assurant une séparation efficace des circuits de grille et de plaque pour chacun de ces étages (traits mixtes sur les figures).

Les diverses commutations de gammes sont effectuées par des galettes en stéatite (position 20, 40 et 80 m) qu'il est possible de jumeler pour une commande unique à l'aide d'un seul axe suffisamment long (traversant tout le châssis).

En d'autres termes, pour la disposition pratique des divers étages (et notamment pour les étages H.F.), on s'inspirera, non pas du schéma, mais de la répartition représentée sur la figure XVII-8.

Quant aux tubes 7360, ils sont d'origine U.S.A., et non fabriqués en Europe. Pour se les procurer, il est donc nécessaire de s'adresser à un importateur de matériel américain.

Il est certain qu'une telle réalisation d'adaptateur pour B.L.U. ne s'adresse pas aux *débutants* en émission, ce qui nous dispense de nous étendre sur les *détails* de construction et de réglage.

En ce qui concerne la mise au point, voici les vérifications essentielles à effectuer.

Nous nous permettrons d'insister sur les valeurs des composants des réseaux R.C. déphaseurs B.F. et H.F. qui doivent être respectés impérativement pour obtenir les résultats souhaités.

Le phase-shifter B.F., correctement au point, délivre deux signaux dont la différence de phase est de 90 ° ± 1,5 ° entre 300 et 3 000 Hz. L'égalisation des amplitudes à la sortie du réseau B.F. s'effectue par le potentiomètre « Phase », et l'égalisation des amplitudes à la sortie de l'amplificateur ECC81 s'effectue par le potentiomètre « Balance B.F. ».

En ce qui se rapporte au phase-shifter H.F., le signal haute fréquence d'origine qui lui est appliqué est divisé en deux signaux qui sont déphasés, l'un de + 45 °, l'autre de − 45 °, ce qui donne bien le déphasage requis de 90 ° entre les deux signaux de sortie.

Pour la mise au point générale de l'adaptateur B.L.U., un générateur B.F. et un voltmètre électronique sont nécessaires. Un bon oscilloscope est également très recommandé.

Connecter le générateur B.F. réglé sur 1 000 Hz à l'entrée « Micro » en intercalant, si besoin est, un dispositif d'atténuation afin d'éviter toute saturation de l'étage préamplificateur (la tension B.F. issue du générateur appliquée à l'entrée devant être de l'ordre de grandeur de celle issue du microphone).

Ajuster le potentiomètre « Niveau B.F. » afin d'obtenir approximativement 1 volt B.F. (mesure au voltmètre électronique, position courant alternatif) sur chaque anode des deux sections triodes ECC81, le potentiomètre « Balance B.F. » étant à *mi-course.* Egaliser ces tensions en agissant notamment sur le potentiomètre « Phase »... puis, si nécessaire, sur le potentiomètre « Balance B.F. ».

Ensuite, avec un oscilloscope dont les entrées verticale et horizontale sont connectées respectivement à chaque anode du tube ECC81, on peut vérifier le déphasage apporté par le phase-shifter B.F. Après égalisation des gains des amplificateurs vertical et horizontal de l'oscilloscope, et si le déphasage est bien de 90 °, on doit obtenir un cercle parfait (dans la mesure où la rotation de phase est la même pour chaque amplificateur de l'oscilloscope).

Couper maintenant le générateur B.F. que nous utiliserons de nouveau tout à l'heure.

A l'entrée H.F., appliquer un signal issu du « V.F.O.-Exciter », bande 80 m d'abord, le commutateur de gammes de l'adaptateur étant sur la position correspondante. Régler le condensateur ajustable d'entrée (100 pF air) et le couplage entre L_3 et L_6, afin d'obtenir 3,5 volts H.F. de crête sur chaque grille de commande (broches 3) des tubes modulateurs 7 360 (mesure au voltmètre électronique avec sonde H.F.), le circuit L_3 (noyau et trimmer) étant accordé par ailleurs pour le maximum.

Cette tension de 3,5 V de crête est un *maximum ;* de bons résultats dans le rapport « signal désiré/porteuse résiduelle » sont obtenues avec 0,8 volt H.F.

Fermer l'interrupteur « Accord-Préréglage » et accorder CV_1, CV_2, CV_3, pour

l'obtention de la déviation maximum du milliampèremètre de mesure H.F. ; éventuellement, réduire la déviation en augmentant la résistance du potentiomètre de 15 kΩ.

Puis, *simultanément,* accorder le phase-shifter H.F. (condensateurs de 3-30 pF) et retoucher le réglage de CV_1 pour obtenir la déviation *maximum* du milliampèremètre de mesure, tout en vérifiant l'*égalité* des tensions H.F. sur les grilles de commande des deux tubes 7 360.

Procéder ensuite de la même façon pour les deux autres bandes (40 m et 20 m).

Ouvrir l'interrupteur « Pré-réglage » et ajuster les potentiomètres de « Balance H.F. » (A.M. et P.M.) pour obtenir, cette fois, la déviation *minimum* du milliampèremètre de mesure. Ces réglages doivent être les mêmes pour les trois bandes.

Une vérification finale consiste à attaquer *directement* les plaques de déviation verticale de l'oscilloscope par la sortie de l'adaptateur (donc, sans passer par l'amplificateur de l'oscilloscope). Le balayage horizontal est réglé sur une fréquence égale à la moitié de celle du signal B.F. appliqué (500 Hz pour un signal B.F. de 1 000 Hz).

En l'absence de signal B.F. (générateur B.F. coupé), la sortie H.F. doit être pratiquement nulle : déviation minime du milliampèremètre de mesure ; amplitude verticale non appréciable sur l'écran de l'oscilloscope.

En mettant le générateur B.F. en service, le milliampèremètre de mesure H.F. dévie. Sur l'écran de l'oscilloscope, on doit obtenir un oscillogramme H.F. dont l'amplitude est proportionnelle à la sensibilité verticale du tube cathodique et à la tension H.F. de sortie de l'adaptateur. Si nécessaire, on peut intercaler un circuit L CV accordé sur la fréquence correspondante, couplé par une ligne à la bobine L_{10}, afin d'accroître l'amplitude de la tension H.F. appliquée aux plaques de l'oscilloscope.

L'« enveloppe » de cet oscillogramme, ou si l'on préfère, les bords horizontaux (en haut et en bas) doivent être nets et pratiquement droits, sans ondulations, ni arceaux. Dans le cas contraire, il conviendrait de vérifier les déphasages des réseaux phase-shift et les réglages des « balances ».

Les condensateurs CV_2 et CV_3 accordent *l'un et l'autre* le circuit de sortie, le réglage de l'un modifiant le réglage de l'autre, comme dans tout circuit en π. Cette disposition, et précisément selon les réglages respectifs de CV_2 et CV_3 tout en maintenant l'accord exact, permet notamment de modifier la valeur de la tension de sortie H.F. disponible et de réaliser l'adaptation à l'étage final P.A. faisant suite.

Les règles générales pour la mise au point des émetteurs S.S.B. sont d'ailleurs exposées plus loin, au numéro III.

•

Les émissions en B.L.U. sont parfois sévèrement critiquées par certains amateurs... et souvent à juste titre. Pour s'en convaincre, il suffit de faire un peu d'écoute et l'on s'aperçoit très vite que s'il existe de bonnes émissions en B.L.U., il en existe aussi de bien mauvaises !

La transmission en B.L.U. a été imaginée pour réduire le spectre de fréquences occupé sur les bandes, spectre nécessaire à une émission. Hélas, il n'est pas rare de trouver une émission en B.L.U. occupant, par ses « éclaboussures », une largeur de bande bien supérieure à celle nécessaire à une transmission correcte en A.M. Il y a aussi les émissions B.L.U. instables pour lesquelles le correspondant doit avoir le bouton du récepteur à la main s'il ne veut rien perdre de la compréhensibilité, etc.

Tout cela ne veut pas dire que l'idée de la transmission en B.L.U. soit à rejeter ; cela signifie simplement qu'il s'agit d'émetteurs mal conçus ou mal réglés.

•

Enfin, en ce qui concerne l'appel d'un QSO existant par une station désirant se faire incorporer à la liaison, ou de la réponse à un appel général, une remarque s'impose : il faut toujours appeler ou répondre en utilisant le même genre de modulation que celle employée par les amateurs déjà en liaison ou par la station appelante.

Par exemple, s'il s'agit d'un QSO ou d'un appel général en modulation d'amplitude (A.M.), il est du plus mauvais goût d'appeler ou de répondre en modulation à bande latérale unique (B.L.U.)... ou inversement.

S'il s'agit d'un QSO déjà établi et où l'on opère en A.M., si vous transmettez vos messages en B.L.U., tous les correspondants seront obligés de faire la « gymnastique » des commutations et des réglages pour pouvoir vous comprendre (en admettant encore que tous ces correspondants soient équipés d'un récepteur pour la B.L.U.).

S'il s'agit d'un appel général en A.M. et que vous répondiez en B.L.U., votre correspondant lointain peut fort bien vous recevoir, mais ne pas vous comprendre, car rien ne prouve a priori qu'il soit équipé pour l'écoute de ce type de transmission.

•

II. — Excitateur B.L.U. à semi-conducteurs

Pour la génération des signaux à B.L.U., rappelons qu'il existe deux principaux systèmes : le procédé à déphasage et le procédé à filtre. Le montage décrit ci-après, et dont le schéma général est représenté sur la figure XVII-11, est un système à filtre.

Les deux transistors BC 109 constituent l'amplificateur B.F. (réglage du gain par le potentiomètre de 10 kΩ log.) ; l'entrée d'une impédance suffisamment élevée convient, soit pour un microphone piézoélectrique, soit pour un microphone dynamique muni de son transformateur élévateur d'impédance 50 kΩ. Les signaux de sortie de cet amplificateur B.F. sont appliqués au modulateur équilibré à diodes par l'intermédiaire d'un condensateur de 5 μF et d'une bobine d'arrêt *Ch* (quelques tours sur une perle de ferrite). Si une plus grande amplification B.F. était requise (selon le microphone employé), il suffirait de shunter la résistance de 270 Ω d'émetteur du second BC 109 par un condensateur de 25 μF.

D'autre part, nous avons un oscillateur avec transistor BF 173 et deux quartz commutables à l'aide d'un inverseur. Ces quartz sont destinés à produire, soit la bande latérale supérieure (U.S.B. avec quartz sur 9 001,5 kHz), soit la bande latérale inférieure (L.S.B. avec quartz sur 8 998,5 kHz) ; les condensateurs ajustables à air de 15 pF en parallèle permettent de faire varier très légèrement — si besoin est — la fréquence centrale.

A la suite de cet oscillateur, nous trouvons le modulateur en anneau (ou modulateur équilibré) à la sortie duquel apparaît un signal à *deux* bandes latérales, mais dont la « porteuse » a été supprimée du fait de l'équilibre du pont. Ce modulateur comporte quatre diodes type 1 N 34 A ou AA 119 ; les réglages d'équilibre pour la suppression de la « porteuse » s'effectuent par un potentiomètre de 100 Ω linéaire et par un condensateur ajustable à air de 30 pF.

Le signal à deux bandes latérales et à porteuse supprimée disponible à la sortie du modulateur en anneau, est appliqué à un transistor à effet de champ BF 245 pour amplification, par l'intermédiaire d'un transformateur « tesla » TT accordé dans la bande 9 MHz.

A la sortie du transistor BF 245, nous avons un filtre à quatre quartz qui supprime l'une des bandes latérales. Dès lors, nous disposons donc d'un signal à B.L.U., mais d'un faible niveau, que nous allons amplifier par l'étage suivant avec transistor BF 167.

Le filtre à quartz est évidemment centré sur 9 MHz. Il doit présenter une bande passante étroite à flancs raides (2,8 kHz à 6 dB ; 4,3 kHz à 50 dB) ; la figure XVII-12 représente la courbe de transmission qu'il est souhaitable d'obtenir. Quant au schéma électrique interne du filtre, nous avons : $X_1 = X_3 = 8\ 999{,}25$ kHz ;

$X_2 = X_4 = 9\ 000{,}75$ kHz ;

soit une différence de 1 500 Hz entre les deux groupes de quartz ;

$C_f = 3 - 30$ pF ajustable à air ;

L_f = 2 x 10 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm enroulés bien symétriquement sur un tore de ferrite d'une section

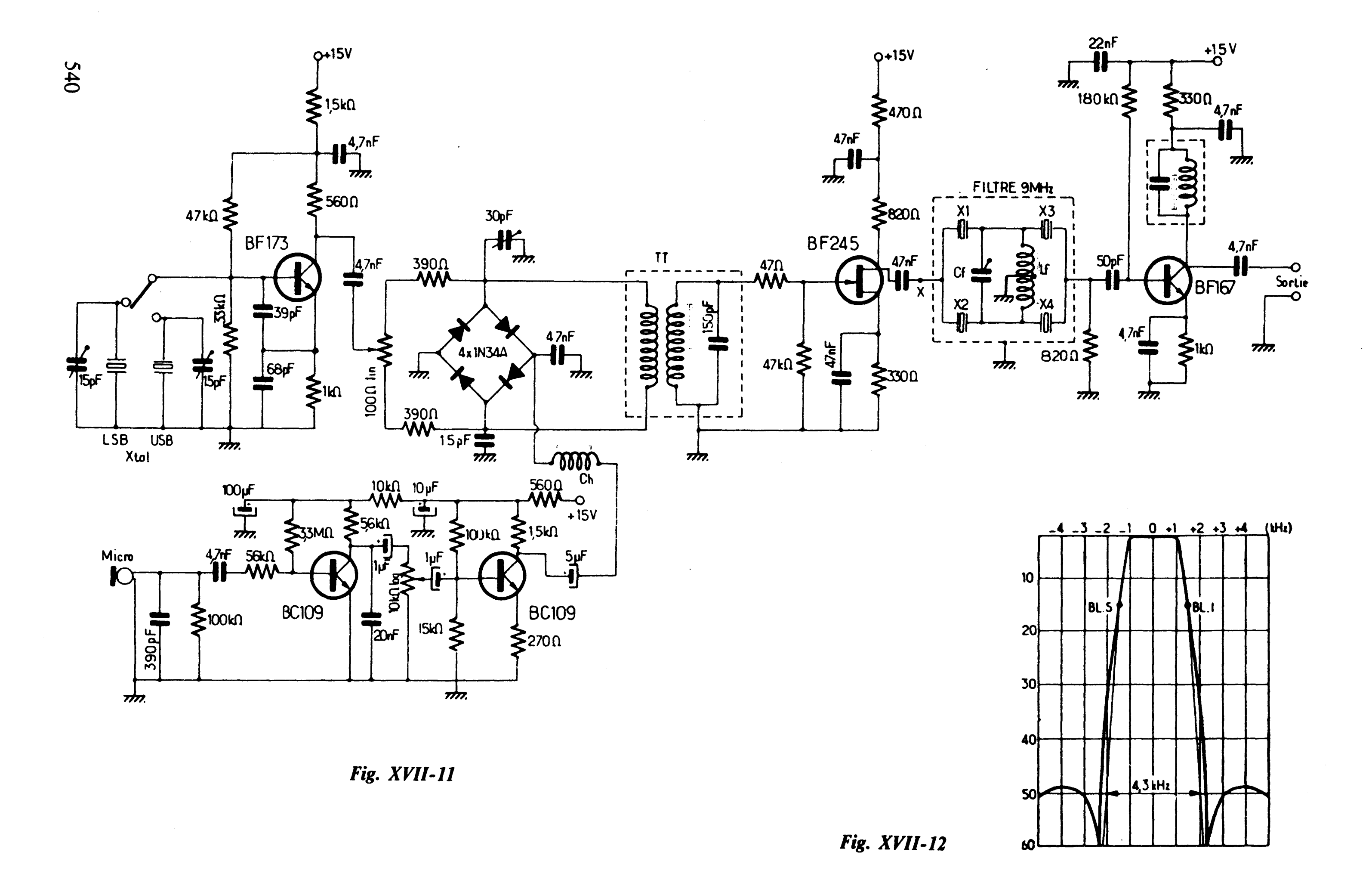


Fig. XVII-11

Fig. XVII-12

de 8 mm de diamètre (le procédé d'enroulement bifilaire est conseillé) ;

L'alimentation s'effectue sous une tension de 12 à 15 volts stabilisés.

$L_f + C_f$ = accord sur 9 000 kHz.

Un filtre ainsi conçu est généralement satisfaisant. Toutefois, une meilleure réjection peut encore être obtenue en montant en parallèle deux quartz supplémentaires (l'un sur 9 002 kHz, l'autre sur 8 998 kHz) entre le point X et la masse. Bien entendu, on peut également avoir recours à un filtre commercial (type XF 9, par exemple).

L'étage final de l'excitateur, avec transistor BF 167, amplifie le signal à 9 MHz B.L.U. de bas niveau en sortie de filtre. Le circuit de collecteur est évidemment accordé sur 9 MHz ; le bobinage comporte 20 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm sur un mandrin de 10 mm de diamètre à noyau de ferrite réglable (capacité céramique de 33 pF en parallèle). Le signal B.L.U. de sortie est de l'ordre de 0,1 V.

Naturellement, il ne s'agit là que d'un excitateur S.S.B., lequel devra être suivi d'autres étages pour constituer l'émetteur proprement dit. C'est ainsi que l'on devra utiliser un V.F.O. afin de pouvoir choisir la fréquence d'émission, et un changement de fréquence pour couvrir les différentes bandes décamétriques.

Les bandes 3,5 et 14 MHz sont les plus faciles à obtenir. En effet, il nous suffit d'utiliser un V.F.O. (d'une *stabilité parfaite en fréquence)* couvrant de 5 à 5,5 MHz dont la sortie est appliquée à un étage changeur de fréquence recevant par ailleurs le signal B.L.U. à 9 MHz. Par battement soustractif, on peut couvrir la gamme 3,5 à 4 MHz (de 9 - 5,5 à 9 - 5) ; par battement additif, on peut couvrir la gamme 14 à 14,5 MHz (de 9 + 5 à 9 + 5,5).

Pour les autres bandes décamétriques, il faut réaliser un changement de fréquences *supplémentaire* au moyen d'un oscillateur auxiliaire comportant des quartz commutés :

a) un quartz de 21,5 MHz qui, par battement soustractif avec 14 - 14,5 MHz, donnera la gamme 7 - 7,5 MHz ;

b) un quartz de 35,5 MHz qui, par battement soustractif avec 14 - 14,5 MHz, donnera la gamme 21 - 21,5 MHz.

c) des quartz de 42,5 - 43 et 43,5 MHz donneront les sous-gammes 28 à 28,5 - 28,5 à 29 et 29 à 29,5 MHz.

Nous devons insister de nouveau sur la stabilité en fréquence du pilote V.F.O. couvrant de 5 à 5,5 MHz, qui doit être *parfaite* (dérive maximum admise : 10 à 20 Hz) ; en B.L.U., une dérive supérieure à 50 Hz devient intolérable.

Les étages changeur de fréquence et oscillateur à quartz pourront être conçus à lampes ou à transistors ; les exemples ne manquent pas dans cet ouvrage. Et bien entendu, ensuite, nous aurons les étages amplificateurs H.F. de puissance qui, en B.L.U., doivent fonctionner en linéaire (classe AB, par exemple)... le signal de sortie devant être rigoureusement de même forme que le signal d'entrée (rappelons-le).

Nous pensons inutile de nous étendre davantage sur ces points, d'abord parce que le lecteur pourra se référer à des montages précédemment décrits dans cet ouvrage, ensuite parce que les *montages* B.L.U. ne s'adressent pas (il faut bien le dire) aux amateurs débutants.

Quant à la mise au point générale des émetteurs (et excitateurs) B.L.U., cette question est examinée ci-après.

•

III. — Règles générales de mise au point des émetteurs S.S.B.

Amis OM, ne vous est-il jamais arrivé d'entendre sur les bandes attribuées aux radio-amateurs des émissions en B.L.U. absolument exécrables, soit parce qu'elles s'étalent sur 25 à 30 kHz (tenant ainsi bien plus de place qu'une émission correcte en AM !), soit parce qu'elles sont parfaitement « indécodables », incompréhensibles...

Nous le savons, la mode est à l'achat d'un transceiver du commerce, tout prêt, en état de marche, etc. Pas besoin d'être technicien ; n'importe qui (ou presque) peut être radio-amateur... Pas besoin d'avoir de

l'outillage ou des appareils de mesure ; il n'y a qu'à appuyer sur le bouton et « ça marche »...

Hélas, c'est bien là qu'est le drame ! Car si tout va généralement bien au début, il n'en reste pas moins qu'un transceiver est un appareil électronique susceptible de se dérégler ; de ce fait, il importe de le vérifier, de le remettre au point périodiquement. Or, si l'OM ne possède pas la technicité suffisante et les appareils de mesure et de mise au point adéquats, c'est la catastrophe... C'est ce qui nous vaut (après un certain temps de fonctionnement) ces émissions d'une qualité détestable (dont nous parlions plus haut) qui empoisonnent nos bandes et gênent terriblement les liaisons voisines en fréquence.

Précédemment, nous avons eu l'occasion d'indiquer certaines procédures de réglage, certaines fonctions, se rapportant plus particulièrement à tel montage ou à tel circuit. Nous allons maintenant exposer les règles générales à suivre lors de la mise au point d'un émetteur S.S.B. quel qu'en soit le type.

Il va sans dire que certains appareils de mesure sont absolument indispensables pour mener à bien une telle mise au point ; nous pouvons citer : un oscilloscope, un voltmètre électronique et un générateur BF. D'autres petits dispositifs accessoires nous seront également nécessaires, mais nous pourrons les réaliser rapidement.

Disons aussi que le radio-amateur fera bien de se reporter aux schémas, à la notice technique, de son appareil, ce qui pourra l'aider dans la marche à suivre ou la localisation de tel circuit ou de tel organe de réglage.

Vérification du modulateur équilibré

On sait que le cœur de tout émetteur ou excitateur S.S.B. est son *modulateur équilibré* dont le rôle essentiel est de déclencher l'excitation HF qui sera appliquée à l'étage final de puissance en fonction de la modulation. En l'absence de modulation, il ne doit y avoir aucune excitation HF appliquée à l'étage final et, en conséquence, aucun signal HF rayonné (ou, en tout cas, il doit être d'une valeur négligeable).

Le premier travail consiste donc à vérifier le comportement de ce modulateur équilibré, et le cas échéant, à en faire la mise au point. Pour cela, nous devons procéder comme il est montré sur la figure XVII-13. Un signal sinusoïdal issu du générateur BF est appliqué à l'entrée de l'amplificateur BF de l'émetteur ; d'autre part, le signal de sortie du modulateur est appliqué, pour examen, à un oscilloscope (déviation verticale et balayage selon la fréquence du signal BF

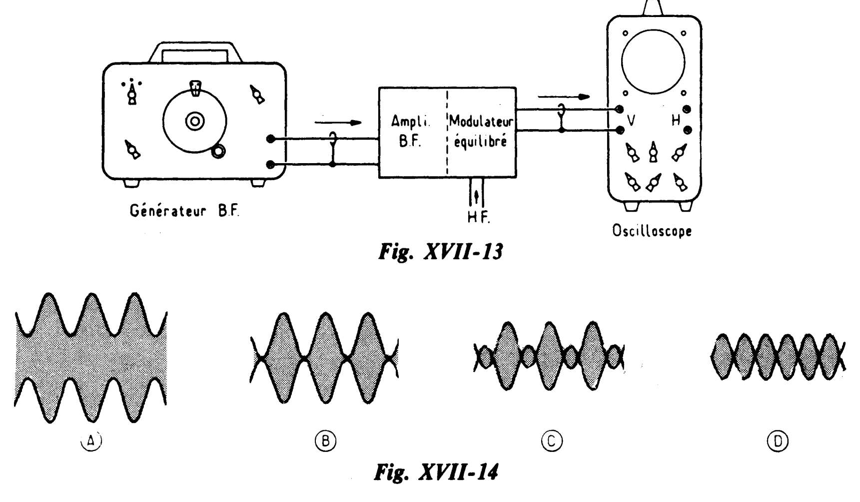


Fig. XVII-13

Fig. XVII-14

de façon à obtenir deux ou trois cycles sur l'écran).

Les oscillogrammes susceptibles d'être obtenus sont représentés sur la figure XVII-14 :

— En A, le modulateur ne fonctionne pas correctement ; il est déséquilibré. Dans de telles conditions l'émetteur rayonnerait un signal HF modulé en amplitude à 50 % environ.

— En B, l'amplitude moyenne du signal HF est réduite par rapport au cas précédent, et ce signal HF se trouve modulé en amplitude à 100 %. Notons que nous nous replaçons ici dans les mêmes conditions que lors d'une transmission normale en AM en modulation complète.

— En C, l'équilibrage du modulateur est amélioré. Cette forme particulière de l'oscillogramme est due à l'inversion de phase à la sortie. Si l'on se place au point de vue spectre de fréquences, disons que les amplitudes des bandes latérales ne varient pas par rapport aux conditions A ou B par exemple, mais par contre l'amplitude de l'onde porteuse diminue nettement.

— enfin, en D, l'oscillogramme montre les conditions du réglage parfait en modulateur équilibré. Dans le spectre de fréquences, l'onde porteuse est entièrement annulée ; seules subsistent les deux bandes latérales de modulation, dont l'une (la bande inférieure ou la bande supérieure, selon le cas) sera à son tour totalement supprimée au moyen d'un filtre ou au moyen d'un déphaseur, suivant la conception de l'émetteur.

Ce réglage parfait dans l'équilibrage du modulateur étant obtenu, nous pouvons maintenant connecter l'oscilloscope à la sortie du circuit filtre ou déphaseur faisant suite. Ici, trois types d'oscillogrammes peuvent être observés et nous les avons représentés sur la figure XVII-15 :

— En A, l'*enveloppe* du signal HF offre des limites inférieure et supérieure tout à fait rectilignes. Les réglages sont parfaits ; la bande latérale à supprimer est effectivement et totalement supprimée.

— En B, au contraire, certains réglages du filtre ou du déphaseur sont à revoir. Les limites supérieure et inférieure de l'enveloppe du signal HF sont légèrement ondulées ; il doit subsister une certaine amplitude de la bande latérale qui aurait dû être supprimée. De ce fait, il y a modulation BF dont la fréquence est égale à la différence entre les fréquences des deux bandes latérales ; en d'autres termes, si le signal BF issu du générateur est par exemple de 800 Hz, la modulation (ou l'ondulation) du signal HF sera de 1 600 Hz).

— En C, nous avons également une ondulation de l'enveloppe du signal HF ; mais nous voyons que la fréquence est moindre (exactement la moitié du cas précédent). Ici, la suppression de la bande latérale à rejeter est effective, mais il subsiste un peu trop de l'onde porteuse qui aurait dû être éliminée par le modulateur équilibré. Dans ce cas, la fréquence des ondulations du signal HF est égale à la fréquence appliquée issue du générateur BF, et c'est donc sur le modulateur équilibré que les retouches de réglage doivent porter. Mais si le modulateur équilibré a été soigneusement réglé comme nous l'avons exposé précédemment (obtention de l'oscillogramme D de la fig. XVII-14), ce défaut ne devrait pas être rencontré ici, après le circuit d'élimination de la bande latérale à rejeter.

Naturellement, les cas B et C de la figure XVII-15 peuvent s'ajouter et être simultanément présents. Il convient alors de procéder méthodiquement, par élimination, pour déterminer l'étage en cause.

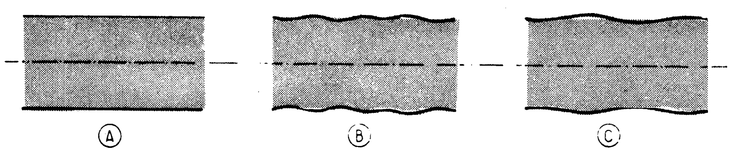


Fig. XVII-15

Vérification de l'amplificateur linéaire

A la sortie de l'excitateur (ou adaptateur) S.S.B. proprement dit, l'émetteur comporte un amplificateur *linéaire* de puissance HF, ce dernier pouvant avoir un ou plusieurs étages. Il est donc normal, avant d'aller plus loin dans nos examens de s'assurer que cet amplificateur est bien placé dans les conditions requises pour que son fonctionnement soit parfaitement linéaire.

En premier lieu, il importe de vérifier les tensions d'alimentation, la polarisation, la valeur de l'excitation HF appliquée, le point de fonctionnement de l'étage amplificateur HF, ou de chaque étage s'il y en a plusieurs. Ces conditions de fonctionnement doivent être strictement conformes à celles qui sont indiquées dans les caractéristiques de la lampe (ou du transistor) utilisée pour la classe d'amplification considérée.

L'étage final de puissance étant généralement équipé d'une ou de deux lampes, il nous faut surtout respecter la tension de polarisation et le courant anodique au repos (sans modulation). La polarisation doit être ajustée exactement à la tension requise ; en outre, cette tension doit être rigoureusement *stable* en période de modulation. Quant au courant anodique au repos, il est fonction de cette tension de polarisation, de la tension anodique et de la tension d'écran. Si ces trois tensions sont correctes, le courant anodique de repos doit, lui aussi, être correct.

Concernant l'intensité anodique, n'oublions pas que le milliampèremètre qui la mesure n'indique pas — et ne peut pas indiquer — l'intensité de *crête,* surtout en modulation vocale. Tel émetteur peut comporter un étage final HF dont l'intensité anodique indiquée par le milliampèremètre est de 50 mA au repos et de l'ordre de 250 mA durant la modulation par la voix ; cela correspond à des *crêtes* réelles de 360 à 370 mA environ.

Le niveau HF du signal S.S.B. issu de l'excitateur en période de modulation et appliqué à l'entrée de l'amplificateur linéaire, doit être ajusté à la valeur requise (par variation du couplage inter-étage, par exemple) ; une mesure de cette tension HF au voltmètre électronique muni de sa sonde haute fréquence est intéressante à faire. Nous pourrons d'ailleurs ajuster exactement cette excitation par les examens oscilloscopiques qui vont suivre.

Un autre point à surveiller de très près également en ce qui concerne l'étage final PA est son *parfait neutrodynage ;* pour cela, il est sage de se reporter à la notice technique du transceiver et de suivre scrupuleusement la marche des opérations indiquée par le constructeur pour l'obtention de ce neutrodynage correct.

Un point extrêmement important à rappeler est le suivant : on sait qu'il n'est pas recommandé de procéder à des essais ou des mesures sur un émetteur connecté à son antenne normale (rayonnante) ; il faut utiliser une antenne fictive. Mais il importe que cette antenne fictive apporte très exactement la *même charge* à l'étage final HF que l'antenne réelle. S'il n'en était pas ainsi, toute appréciation de la linéarité serait illusoire, cette dernière étant aussi fonction pour une grande part de l'exactitude de la charge de l'étage final. En d'autres termes, on pourrait fort bien avoir une amplification bien linéaire sur antenne fictive, et incorrecte avec l'antenne réelle (ou inversement).

Examen global de l'émetteur

Nous pouvons maintenant passer à l'examen global de l'émetteur S.S.B. Une méthode couramment mise en œuvre et qui nous vient des U.S.A. est la méthode dite « double-ton ». Cette terminologie est justifiée par le fait que deux signaux BF de fréquences différentes (mais de même amplitude) sont appliqués *simultanément* à l'entrée de l'amplificateur modulateur. L'ensemble de cet arrangement est schématisé sur la figure XVII-16.

L'émetteur étant normalement chargé à la valeur correcte (important) par une antenne fictive, on prélève une fraction de l'énergie HF disponible en sortie à l'aide d'une bobine de 1 à 2 tours couplée de façon assez lâche au circuit accordé final de l'amplificateur HF (PA).

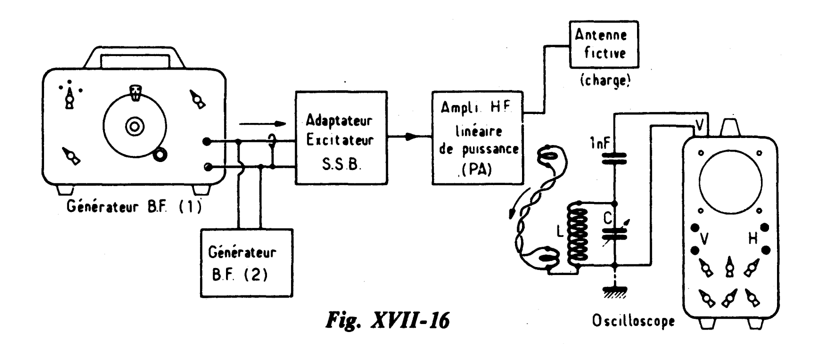


Fig. XVII-16

Comme nous allons opérer en haute fréquence et à haut niveau, il importe d'attaquer *directement* les plaques de déviation verticale de l'oscilloscope. Pour cela, un circuit adaptateur d'impédance est nécessaire et il est constitué par le circuit accordé LC. Ce circuit reçoit l'énergie HF au moyen d'une autre bobine de 1 à 2 tours également, reliée par ligne torsadée ou coaxiale à la précédente. Les caractéristiques de L et de C sont évidemment telles que ce circuit puisse s'accorder dans la bande de fréquences de fonctionnement de l'émetteur.

A l'entrée BF, il nous faut disposer de deux générateurs, l'un produisant un signal à 1 000 Hz, environ, l'autre produisant un signal à 400 Hz environ, par exemple (ou bien, l'un à 2 000 Hz et l'autre à 800 Hz).

Si l'on possède effectivement deux générateurs BF, il n'y a aucune difficulté ; dans la négative, on peut rapidement résoudre le problème en construisant un petit oscillateur BF (générateur n° 2) d'après le schéma de la figure XVII-17.

Il s'agit d'un petit générateur BF à transistors, oscillateur sinusoïdal à résistances et capacités qui se passe de tout commentaire. Les transistors Q_1 et Q_2 identiques peuvent être des types 2N 1711, 2N 2222, 2N 2926, 2N 3704, etc. Le potentiomètre de 100 Ω linéaire est à ajuster pour l'obtention d'un signal sinusoïdal pur. Les valeurs sont données pour une fréquence de l'ordre de 400 Hz.

Rappelons encore que les amplitudes des signaux BF issus des générateurs 1 et 2 doivent être égales ; il faudra donc les mesurer au voltmètre électronique et les égaliser par le potentiomètre de sortie de chaque générateur. Un autre procédé consiste à examiner simultanément ces signaux à l'oscilloscope (entrée amplificateur V et réglage de la fréquence de balayage en conséquence), puis à égaliser ainsi les amplitudes respectives.

Précisons aussi qu'un générateur BF spécial « deux tons » (800 et 2 000 Hz) est décrit au paragraphe 6 du chapitre XVIII.

Le signal composite (c'est-à-dire les deux signaux BF mélangés) étant ensuite appliqué à l'entrée de l'amplificateur BF de l'émetteur, on pourra ajuster son amplitude générale à l'aide du potentiomètre normalement prévu sur cet amplificateur.

Le signal composite à « double-ton » va donc produire, à la sortie de l'émetteur, deux signaux HF dont les fréquences seront distantes de quelques centaines de hertz. Normalement, l'enveloppe combinée des deux signaux doit produire l'oscillogramme très correct représenté en A sur la figure XVII-18.

Malheureusement, le cas échéant, on pourra aussi obtenir des oscillogrammes incorrects dont nous donnons quelques échantillons, avec les causes probables des défauts observés :

B : écrasement des pointes = trop d'excitation.

C : accroissement des points de rencontre des deux sinusoïdes, empâtement de la ligne centrale lumineuse = polarisation trop importante.

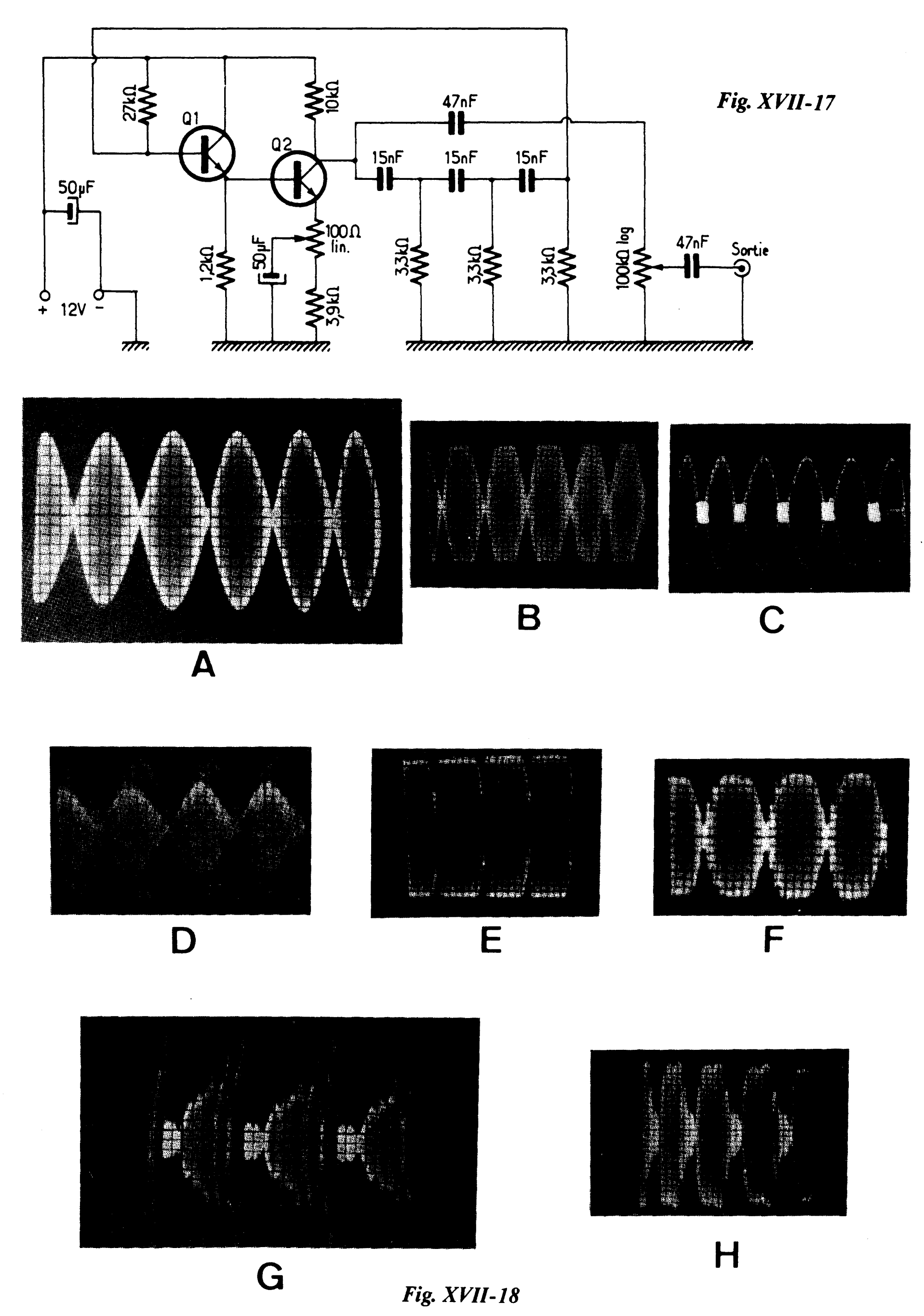


Fig. XVII-17

Fig. XVII-18

D : image floue = présence d'oscillations parasites à fréquences élevées.

E : excès d'excitation avec oscillations parasites à fréquences élevées.

F : oscillations parasites à la fréquence fondamentale avec surcharge dans l'excitation.

G : cet oscillogramme n'est plus obtenu par la méthode « double-ton », mais normalement en parlant devant le microphone d'un émetteur S.S.B. correctement réglé ; c'est ce que l'on doit observer après les mises au point donnant l'oscillogramme A. Le balayage de l'oscilloscope étant réglé vers 30 à 50 Hz, on distingue parfaitement les crêtes qui sont *propres* et pointues.

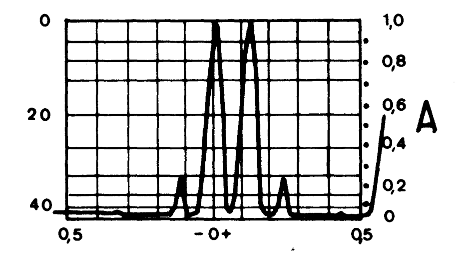
H : oscillogramme obtenu dans les mêmes conditions que le précédent, mais on voit que les crêtes sont aplaties notamment à cause d'un excès d'excitation HF.

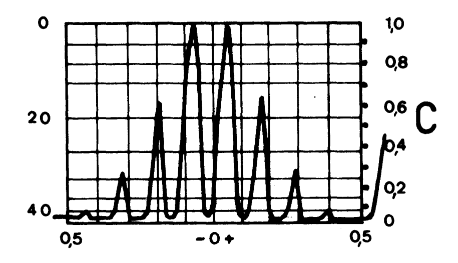
En disposant d'un analyseur de spectre, nous pourrons également faire les observations représentées sur la figure XVII-19 ; les lettres A, C, E, correspondent respectivement à l'analyse dans le cas des oscillogrammes A, C, E, de la figure précédente. En A, nous obtenons évidemment une analyse spectrale tout à fait bonne ; en C, la largeur de bande occupée commence à s'accroître ; et bien entendu, en E, outre les sévères distorsions de toutes sortes, la largeur occupée du spectre est inadmissible du fait de la multiplication et de l'importance des « splatters ».

*
* *

Pour terminer, rappelons que les vérifications que nous venons d'exposer doivent être faites périodiquement, systématiquement, sur tout émetteur ou transceiver SSB.

Tout radio-amateur doit pouvoir mener à bien ces travaux de vérification et de mise au point. Avec un équilibrage soigné du modulateur, un étage HF final PA parfaitement neutrodyné, non sur-excité (c'est-à-dire avec un A.L.C. fonctionnant correctement) et non surchargé, la transmission en B.L.U. doit être correcte, sans apporter la moindre gêne aux OM voisins en fréquence. Certes, des appareils de mesure sont nécessaires ; mais il est inadmissible à l'époque présente, qu'un radio-amateur ne possède que son... transceiver, sans l'accompagnement de ce minimum d'appareils de mesure indispensables.





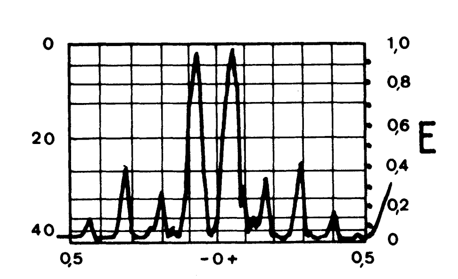


Fig. XVII-19

§ 5. — Réception B.L.U.

D'après ce que nous avons expliqué précédemment, un procédé simple et économique de réception B.L.U. qui vient à l'idée, est le suivant :

Sur un récepteur de trafic, on utilisera le filtre cristal M.F., donnant une sélectivité « au couteau », permettant d'éliminer la bande non désirée, ou plus exactement permettant d'ajuster la bande passante du récepteur d'après la bande latérale unique transmise. Puis, on combinera la bande ainsi reçue avec l'oscillation du B.F.O. (reconstitution de la porteuse), et on détectera ensuite.

Il faut évidemment disposer d'un B.F.O. fournissant une oscillation énergique (ou éventuellement diminuer le gain M.F. par le réducteur de sensibilité) et, de plus, court-circuiter la ligne de commande anti-fading. L'oscillation du B.F.O. devra, en outre, être très stable en fréquence.

C'est, évidemment, une solution plausible, mais il sera néanmoins *difficile* de bien centrer le récepteur sur l'émission reçue, d'une part, et, d'autre part, de régler le B.F.O. sur la fréquence correcte permettant l'exacte reconstitution.

En outre, le simple détecteur classique pour A.M. ne se comporte pas d'une façon très heureuse avec les signaux S.S.B.

Nous tenions cependant à signaler ce procédé qui peut rendre quelques services pour des essais rapides et *provisoires*.

•

En présence d'une émission ne comportant qu'une seule bande latérale, il s'agit donc de reconstituer dans le récepteur de trafic la porteuse manquante et d'appliquer ensuite un procédé de détection à cet ensemble de signaux ainsi reconstitués.

Avec un récepteur moderne comportant une position B.L.U., il n'y a aucune difficulté. Avec un appareil plus ordinaire, comme organes indispensables, il faut que le récepteur comporte : un B.F.O. à note réglable ; une C.A.V. (ou C.A.G.) que l'on peut mettre hors service ; et un réglage manuel du gain H.F. Voici alors comment on peut procéder :

a) Mettre la C.A.V. hors service.

b) Placer le B.F.O. en fonctionnement.

c) Mettre le gain B.F. à fond et réduire le gain global du récepteur en agissant par la commande de gain H.F.

d) Si le récepteur est à sélectivité variable, le placer dans la position qui détermine une bande passante de l'ordre de 3 kHz (filtre à quartz, filtre mécanique, Q-multiplier, etc.).

Il faut maintenant régler la fréquence du B.F.O. et il s'agit de déterminer deux positions sur le condensateur variable de cet oscillateur donnant les deux « porteuses » reconstituées qui permettront de recevoir les émissions sur l'une ou l'autre des bandes latérales. Rappelons, en effet, que sur 3,5 et 7 MHz, il a été conseillé et convenu de fonctionner en bande latérale inférieure, et sur 14, 21 et 28 MHz en bande latérale supérieure. En conséquence, les deux positions que nous allons déterminer seront de part et d'autre de la fréquence centrale M.F., séparées par un écart correspondant à la bande passante à recevoir.

Ces deux réglages du B.F.O. peuvent être pratiquement déterminés par les procédés suivants. On accorde le récepteur sur une station de radiodiffusion quelconque ; puis, à l'aide du condensateur variable du B.F.O., on amène la note à battement nul avec la station reçue. Ensuite, on dérègle le récepteur en s'écartant de l'émission reçue, mais en maintenant le B.F.O. au battement nul. L'audition est d'abord affligée d'une distorsion importante, puis d'un seul coup redevient claire : la réception s'effectue sur une seule bande latérale. Il faut alors bien repérer cette position sur le cadran (ou le bouton de commande) du condensateur du B.F.O. Ensuite, on recommence dans l'autre sens, et de nouveau on repère bien la seconde position du B.F.O.

En utilisation pratique, on place le B.F.O. dans l'une ou l'autre position correspondant à l'une ou l'autre bande latérale à recevoir. En principe, ce réglage n'aura plus à être retouché, et c'est par la manœuvre de la commande principale d'accord du récepteur que l'on amène l'émission à recevoir dans sa bonne place, dans la « fenêtre » M.F., pour l'obtention de la compréhensibilité maximale.

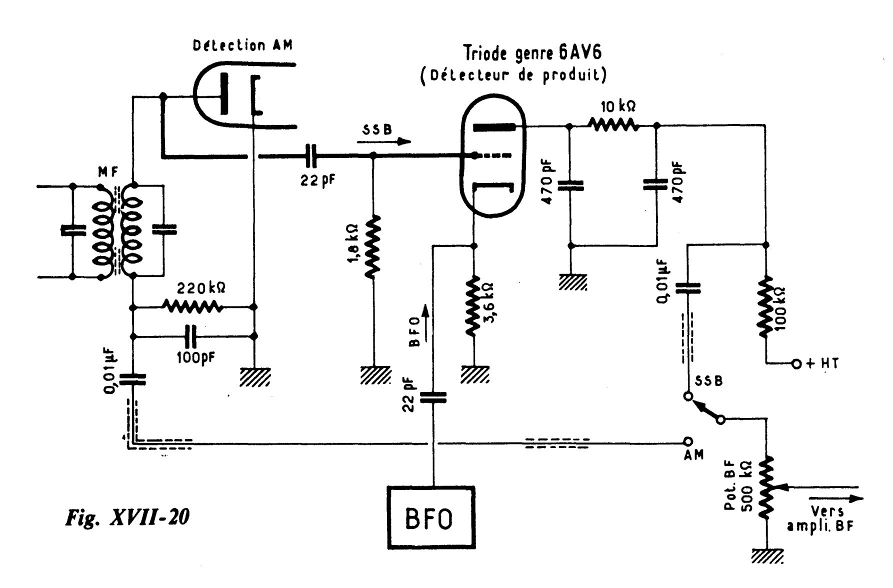


Fig. XVII-20

Une autre méthode consiste à placer le B.F.O. au battement nul avec une émission correctement reçue exactement au milieu de la bande passante M.F., puis de dérégler de + ou de – 1 500 Hz l'oscillation du B.F.O. (battement audible de 1 500 Hz).

Lorsqu'on connaît avec précision la courbe de réponse M.F. du récepteur, ainsi que la fréquence centrale, il est également très intéressant de construire un B.F.O. à quartz ; on utilise des quartz du type FT 241 A aux fréquences correctement choisies. Ainsi, on est absolument sûr de retrouver chaque fois l'oscillation de fréquence convenable.

On peut donc dire qu'il est tout à fait possible de recevoir la B.L.U. avec un récepteur de trafic ordinaire. Néanmoins, le maximum de confort sera obtenu en adoptant les dispositifs suivants :

a) un détecteur de produit ou un détecteur en anneau ;

b) un filtre M.F. à quartz ou mécanique (ou tout autre système) donnant une sélectivité de 3 à 3,5 kHz à – 6 dB.

Naturellement, il faut d'autre part que le récepteur soit très stable dans tous ses circuits, c'est-à-dire qu'il n'accuse pas une dérive globale supérieure à 30 ou 40 Hz *maximum*. Nous reparlons d'ailleurs plus loin de cette condition vraiment capitale.

•

Un montage simple de détecteur de produit est représenté sur la figure XVII-20. On effectue le « mélange » dans un tube appelé « détecteur de produit » : signaux SSB sur la grille, signal B.F.O. sur la cathode, sortie B.F. par l'anode. Il n'y a détection que lorsque les deux signaux sont appliqués. Cette figure montre également la commutation possible SSB/AM. Le tube détecteur de produit peut être différent d'une triode ; on peut utiliser un tube heptode 6 BE 6 par exemple, et faire les injections par les grilles.

Un montage similaire avec tubes 6 BE 6 (détecteur de produit) et 6 AU 6 (B.F.O.) présenté sous forme d'étages auxiliaires pouvant être incorporés à l'intérieur d'un récepteur quelconque, est montré sur la figure XVII-21.

La grille 1 du tube 6 BE 6 est reliée au B.F.O. dont le rôle est de reconstituer la « porteuse » du signal qui, lui, est appliqué à la grille 3 (position 3 de l'inverseur). Le « produit » du mélange se retrouve dans le circuit anodique de ce tube.

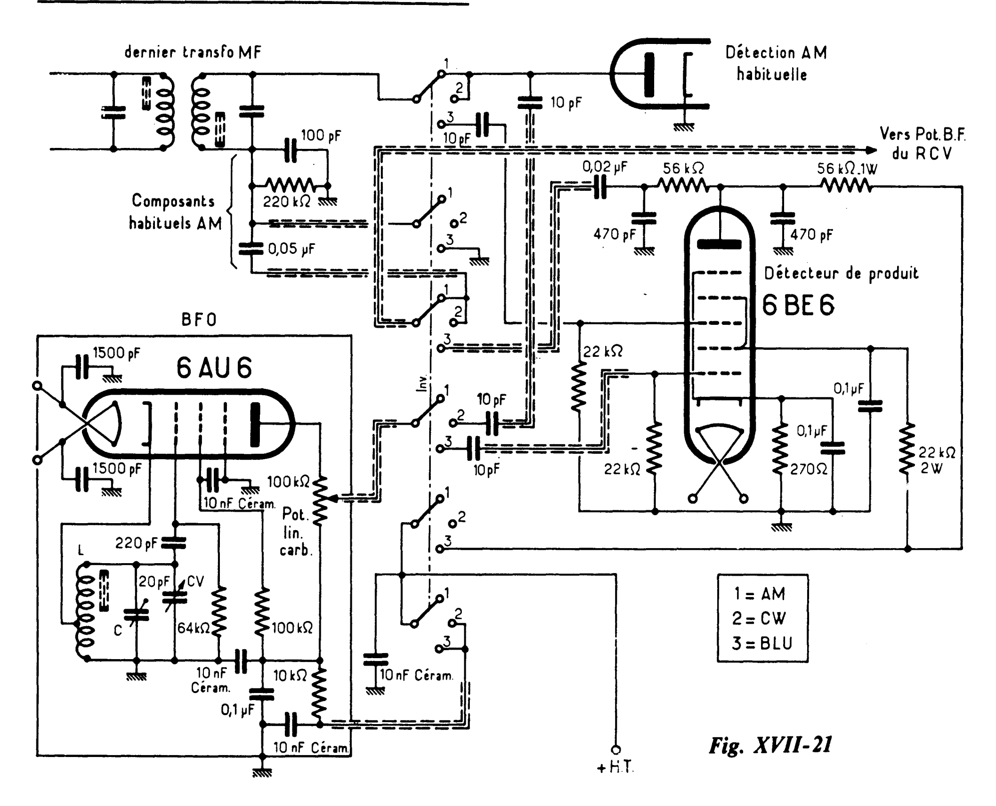


Fig. XVII-21

Le circuit LC du B.F.O. doit osciller sur une fréquence égale à la valeur M.F. du récepteur. Cette oscillation doit être extrêmement stable et l'ajustage sur la fréquence exacte pour la reconstitution de la porteuse s'effectue à l'aide du condensateur variable C.V. de 20 pF (éventuellement à commande démultipliée). Le niveau d'injection pour l'obtention de l'amplitude convenable est déterminé par le potentiomètre de 100 kΩ. L'ensemble du B.F.O. proprement dit doit être entièrement blindé, ainsi que toutes les connexions indiquées sur le schéma.

Le passage sur les divers fonctionnements s'effectue à l'aide d'un inverseur multiple *Inv.*, type à 2 galettes en bakélite H.F., 6 circuits, 3 positions. Nous avons :

1 = AM ;

2 = CW ;

3 = BLU.

En position CW, c'est évidemment le même étage B.F.O. qui est utilisé pour l'hétérodynage des signaux de télégraphie.

•

Jusqu'ici nous avons insisté sur la stabilité en fréquence absolument nécessaire du B.F.O. ; ce n'est pas tout. En effet, ce dernier agit par battement avec les signaux M.F. et ceux-ci peuvent varier si l'oscillateur du changement de fréquence n'est lui-même, pas très stable non plus... En cas de dérive, même phénomène : le timbre de la voix du correspondant varie, et il faut rectifier, soit par un réajustement du réglage du récepteur, soit par une retouche du B.F.O. En conséquence, ce sont les deux oscillateurs, celui du C.F. et celui du B.F.O., qui doivent être rigoureusement stables.

Un autre procédé réduisant l'inconvénient ci-dessus, consiste à utiliser pour la

reconstitution de la « porteuse », à la place du B.F.O., un oscillateur local réglable agissant non pas en M.F., mais en H.F. (à l'entrée de l'étage C.F.). L'oscillateur agit alors directement sur les signaux de la bande latérale transmise par le correspondant. On n'est plus tributaire de la stabilité de deux oscillateurs mais d'un seul.

•

Enfin, la figure XVII-22 représente un montage de détecteur de produit à double triode très répandu (transceiver FT - DX - 505, par exemple).

Les deux éléments triodes sont couplés par les cathodes, la triode de gauche étant montée en tampon « cathode-follower » et abaisseur d'impédance. La triode de droite est utilisée en mélangeuse, la tension issue du B.F.O. étant appliquée sur la grille. Naturellement, une version transistorisée similaire vient immédiatement à l'esprit avec l'utilisation de deux FET canal N... Cependant les résultats ainsi obtenus sont nettement moins satisfaisants !

•

Des applications pratiques dans des montages tant à lampes qu'à transistors, ont déjà été rencontrés avec les descriptions de certains récepteurs complets que nous avons faites au chapitre VIII.

Pour l'emploi des filtres M.F. sélectifs à quartz ou mécaniques, le lecteur pourra se reporter utilement au chapitre IV, § 7.

Un montage de B.F.O. à deux quartz a été décrit au chapitre IV, § 12 (fig. IV-58).

Enfin, rappelons que la figure IV-52 (chapitre IV, § 9) représente le schéma complet d'un amplificateur M.F. se terminant par des circuits détecteurs pour A.M., F.M. et B.L.U.

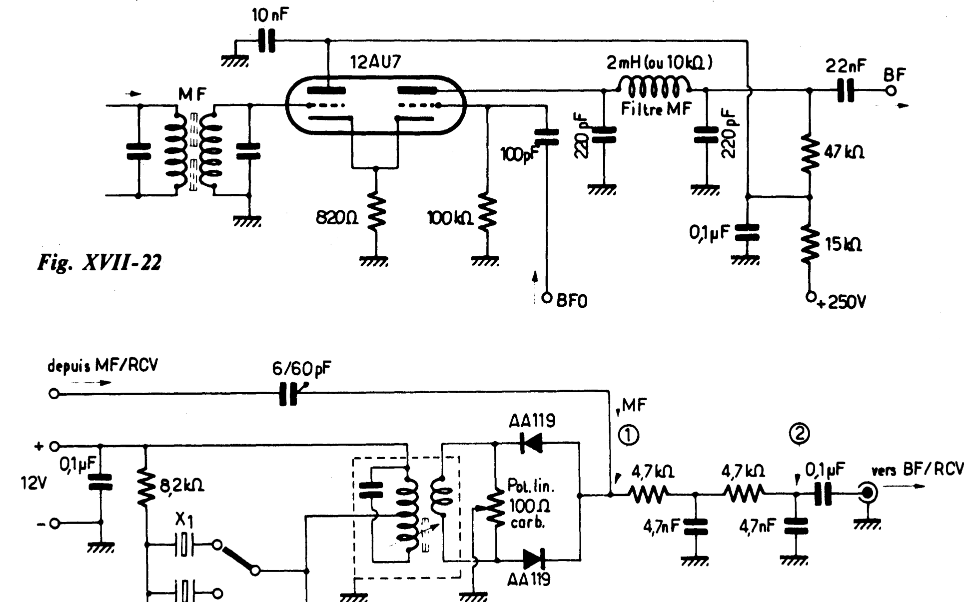


Fig. XVII-22

Fig. XVII-23

A titre de documents complémentaires, la figure XVII-23 représente un petit montage auxiliaire susceptible d'être ajouté à tout récepteur de trafic ancien (mais de bonne qualité) pour lui permettre de recevoir les émissions effectuées en B.L.U.

Nous savons que pour recevoir facilement de telles émissions, il faut essentiellement mettre en œuvre un oscillateur stable assurant la reconstitution de la porteuse et un détecteur de produit. A l'examen de la figure, nous voyons que l'oscillateur est stabilisé par quartz ; deux quartz X_1 et X_2 commutables sont utilisés, l'un pour la réception de la bande latérale inférieure (LSB), l'autre pour la réception de la bande latérale supérieure (USB). On passe d'un mode de réception à l'autre par la manœuvre d'un petit inverseur à bascule ; lors de l'incorporation du montage dans le récepteur, il faut faire en sorte que les connexions aboutissant à l'inverseur soient aussi courtes que possible.

Les fréquences des deux quartz doivent être égales respectivement à la valeur M.F. du récepteur plus ou moins 1,5 kHz ; on a donc :

$$X_1 = \text{M.F.} + 1{,}5$$
$$X_2 = \text{M.F.} - 1{,}5$$

Par exemple, si la valeur M.F. du récepteur est de 456 kHz, on utilisera les quartz suivants : 457,5 et 454,5 kHz.

Le transistor Q de l'oscillateur peut être choisi parmi les types suivants : 2 N 4124 - BC 182 - BC 171 - BC 207 - BC 237 (ou similaires).

Le transformateur Tr. est tout bonnement un transformateur miniature quelconque « moyenne fréquence » de récepteur ordinaire à transistors, accordé sur la valeur M.F. par son noyau de ferrite.

Il va sans dire que ce montage peut être adapté sur n'importe quelle valeur M.F. (selon le récepteur à moderniser) ; il s'agit simplement de choisir les deux quartz en conséquence et d'accorder convenablement le circuit primaire de Tr.

Le détecteur de produit comporte deux diodes type AA 119 et un potentiomètre linéaire Pot. de 100 Ω (type miniature carbone ; réglage par tournevis) montés en démodulateur équilibré.

Pour la mise au point du dispositif, on déconnecte provisoirement l'arrivée M.F. du point (1) et l'on place le curseur du potentiomètre en butée, soit d'un côté, soit de l'autre. Puis, entre le point (2) et la masse, on connecte un voltmètre sensible ou un voltmètre électronique en position « volts continus ». L'inverseur de quartz étant soit en X_1, soit en X_2, on règle alors le noyau du transformateur Tr. pour obtenir le *maximum* de déviation du voltmètre ; il est à noter que l'on peut avoir une déviation positive ou négative selon la position en butée du curseur du potentiomètre, c'est-à-dire selon qu'il s'agit de l'une ou de l'autre diode qui conduit. En conséquence, pour avoir une déviation et une lecture normales, on peut, soit manœuvrer le potentiomètre en passant le curseur sur l'autre position extrême, soit inverser le sens de branchement du voltmètre.

Le déviation maximale de l'aiguille du voltmètre ayant été ainsi obtenue par l'ajustage du noyau du transformateur, ce dernier est réglé, et nous n'avons plus à le retoucher.

Maintenant, nous allons procéder au réglage du démodulateur équilibré, c'est-à-dire au réglage du curseur du potentiomètre. Il suffit simplement de tourner lentement ce curseur pour l'amener vers le milieu de sa course, et cet équilibre est réalisé lorsque l'aiguille du voltmètre est à zéro ; on vérifie bien le point d'équilibre en manœuvrant le curseur un peu plus loin que souhaité (afin que l'aiguille descende au-dessous de zéro) et en revenant sur le point exact (aiguille à zéro). Le cas échéant, on peut fixer le réglage du potentiomètre par un point de cire, de colle ou de peinture.

Comme on le voit, la mise au point peut se faire sur table, sans avoir recours au récepteur de trafic.

Le dispositif est maintenant prêt pour son installation dans le récepteur ; il sera monté non loin du dernier transformateur M.F. et assez proche du panneau avant, afin que la connexion d'amenée « moyenne fréquence » d'une part, et les connexions de commutation de quartz d'autre part, soient aussi courtes que possible.

La liaison d'amenée « moyenne fréquence » par l'intermédiaire du condensateur ajustable à air de 6 - 60 pF est alors établie ; il va sans dire que l'autre extrémité de cette connexion est soudée sur la sortie « côté chaud » du dernier transformateur M.F. du récepteur. Il convient de régler cette capacité en fonction de la valeur moyenne du signal M.F. du récepteur, afin d'obtenir un bon « dosage » entre ce signal et celui de l'oscillateur à quartz. Eventuellement, on vérifiera le réglage du dernier transformateur M.F. (à retoucher, si nécessaire). Il va de soi que ces deux derniers réglages ne sont à faire qu'une fois pour toutes, après installation du dispositif sur le récepteur.

L'ensemble est réalisé sur un morceau de plaquette Veroboard sans la moindre difficulté, et si l'on emploie des quartz miniatures et un transformateur de petites dimensions (type 10 × 10 × 10, par exemple), on aboutit à un montage ayant vraiment un très faible encombrement, montage qui peut trouver facilement sa place sur n'importe quel récepteur de trafic à moderniser.

En ce qui concerne l'alimentation sous 12 volts continus du dispositif, elle peut être obtenue par simple redressement et filtrage (si l'on part d'une tension alternative de chauffage de 12,6 V) ou par redressement en doubleur de tension et filtrage (si l'on part d'une tension alternative de chauffage de 6,3 V).

Facile à construire, le dispositif est également facile à utiliser... Finis les réglages-hésitations et la gymnastique entre l'accord et le B.F.O. Un seul réglage, comme en A.M. : l'accord du récepteur sur la station souhaitée... Et l'on passe de LSB (bande latérale inférieure) à USB (bande latérale supérieure) par la manœuvre d'un simple inverseur.

Quant à la détection des émissions A.M., rappelons qu'elle peut être obtenue (sans avoir recours à un autre détecteur) simplement en amenant la « porteuse » de l'émetteur reçu au *battement nul* avec l'oscillateur à quartz (en LSB ou en USB).

•

Un détecteur de produit intéressant utilisant un circuit intégré, en l'occurrence le type MC 1596 G de Motorola, est représenté sur la figure XVII-24. La figure XVII-25 quant à elle, montre les circuits électriques internes du circuit intégré proprement dit.

Dans le montage proposé, étant donné que toutes les fréquences, sauf les fréquences « audio » démodulées, peuvent être filtrées à la sortie, le niveau d'entrée de porteuse (B.F.O.) n'est pas critique, et il peut être élevé pour obtenir le maximum de gain ; on a obtenu de bonnes performances

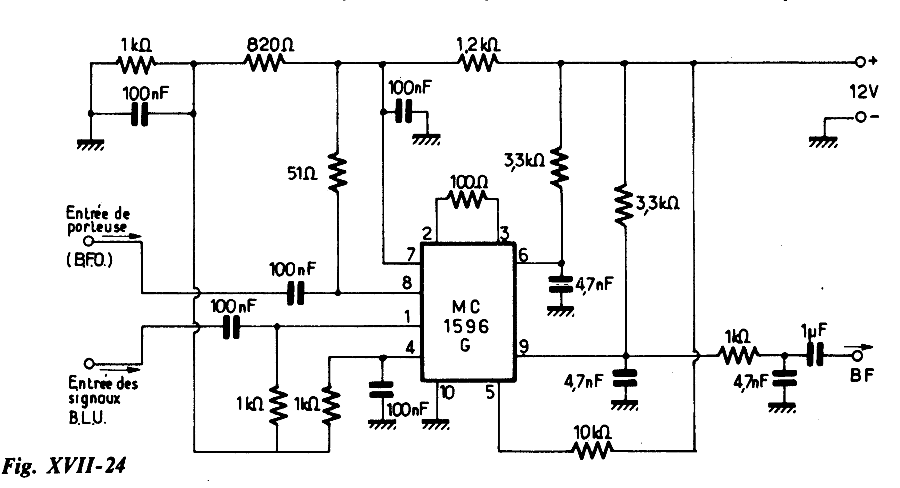


Fig. XVII-24

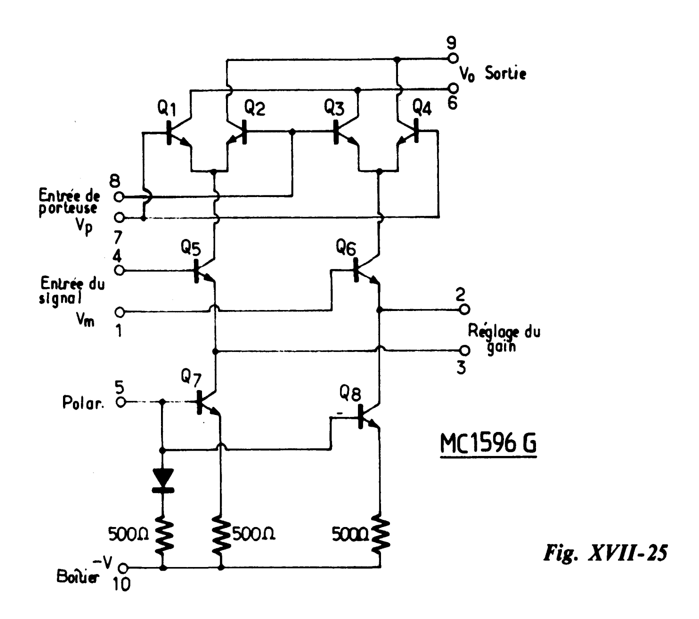


Fig. XVII-25

avec des niveaux d'entrée compris entre 100 et 500 mV eff.

L'entrée modulée à B.L.U. sur la cosse 1 ne doit pas saturer Q_5 et Q_6. Un niveau d'entrée du signal B.L.U. allant jusqu'à 100 mV eff. maintient une linéarité correcte et une sortie BF sans distorsion.

La sensibilité élevée du circuit intégré employé permet d'obtenir un rapport :

$$\frac{S + B}{B}$$

de 20 dB à la sortie BF, avec un signal d'entrée à B.L.U. vers 9 MHz. Un récepteur ayant une impédance d'entrée de 52 à 75 Ω et un signal d'entrée HF de 0,5 μV n'exige qu'un gain en puissance d'ensemble de 12 dB avant ce détecteur de produit.

Les cosses 6 et 9 fournissent des sorties BF, l'une d'elles pouvant être utilisée pour la C.A.G.

Récepteur complet pour CW et BLU

Nous prions le lecteur intéressé par une telle réalisation de bien vouloir se reporter à la description qui a été faite au chapitre VIII, § 4 - N° 3.

§ 6. — Les transceivers pour bandes décamétriques

La publication du schéma, soit de telle ou telle partie, soit complet, d'un transceiver de telle ou telle marque, n'est pas d'un intérêt évident pour l'amateur. En fait, de tels schémas obligatoirement très condensés, sont généralement difficilement lisibles ; en outre, ils ne donnent souvent pas toutes les caractéristiques des éléments.

Un schéma synoptique en blocs fonctionnels permet de mieux analyser, comprendre et apprécier la conception d'un appareil. C'est ce que nous avons voulu faire avec la publication du schéma synoptique d'un transceiver commercial de grande marque (Sommerkamp-Yaesu) représenté sur la figure XVII-26.

Sur cette figure, chaque étage est représenté par un rectangle où l'on a indiqué la fonction et le type de la lampe ou du transistor équipant cet étage. Les parcours des signaux en réception (RCV) sont indiqués par des traits continus fléchés ; les parcours des signaux en émission (TX) sont indiqués par des traits pointillés. Lorsque le parcours

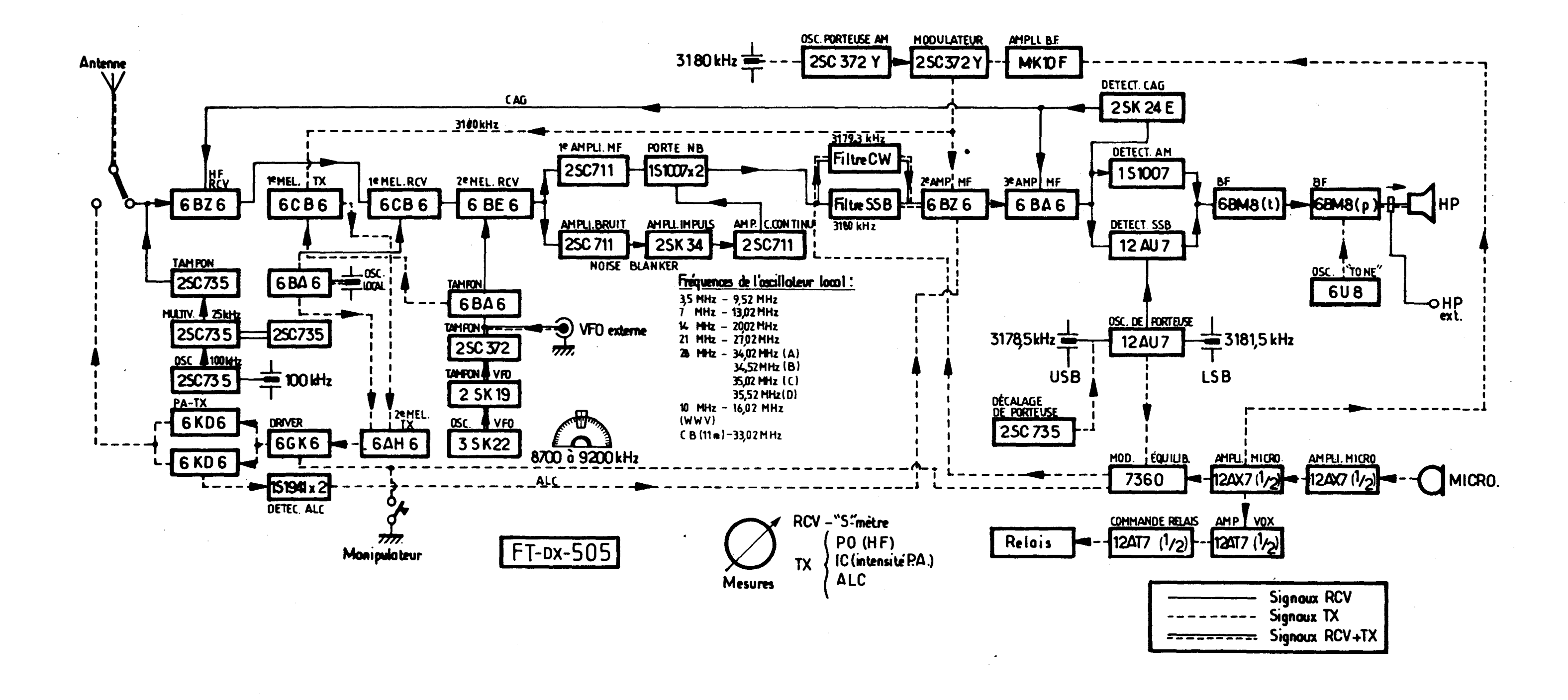

Antenne
CAG
3180 kHz
HF RCV
6BZ6
1er MEL. TX
6CB6
1er MEL. RCV
6CB6
2e MEL. RCV
6 BE 6
1e AMPLI. MF
2SC711
PORTE NB
1S1007x2
AMPLI. BRUIT
2SC 711
AMPLI. IMPULS
2SK 34
AMP. C.CONTINU
2SC711
NOISE BLANKER
3179,3 kHz
Filtre CW
Filtre SSB
3180 kHz
3180 kHz
OSC. PORTEUSE AM
2SC 372 Y
MODULATEUR
2SC372Y
AMPLI. B.F.
MK10F
DETECT. CAG
2SK 24 E
2e AMP. MF
6BZ 6
3e AMP. MF
6 BA 6
DETECT. AM
1S1007
DETECT. SSB
12 AU 7
BF
6BM8 (t)
BF
6BM8 (p)
HP
OSC. "TONE"
6U8
HP ext.
TAMPON
2SC735
MULTIV. 25kHz
2SC735
2SC735
OSC 100kHz
2SC735
100 kHz
6BA 6
OSC. LOCAL
TAMPON
6BA6
TAMPON
2SC 372
VFO externe
TAMPON VFO
2 SK 19
OSC. VFO
3 SK22
8700 à 9200 kHz
PA-TX
6KD6
6KD6
DRIVER
6GK6
2e MEL. TX
6AH 6
1S1941 x 2
DETEC. ALC
ALC
Manipulateur
Fréquences de l'oscillateur local :
3,5 MHz - 9,52 MHz
7 MHz - 13,02 MHz
14 MHz - 20,02 MHz
21 MHz - 27,02 MHz
28 MHz - 34,02 MHz (A)
34,52 MHz (B)
35,02 MHz (C)
35,52 MHz (D)
10 MHz - 16,02 MHz (WWV)
C B (11 m) - 33,02 MHz
OSC. DE PORTEUSE
12AU7
3178,5 kHz
USB
3181,5 kHz
LSB
DÉCALAGE DE PORTEUSE
2SC 735
MOD. ÉQUILIB.
7360
AMPLI. MICRO
12AX7 (1/2)
AMPLI. MICRO
12AX7 (1/2)
MICRO.
COMMANDE RELAIS
12AT7 (1/2)
AMP. VOX
12AT7 (1/2)
Relais
FT-DX-505
RCV - "S" mètre
TX
PO (HF)
IC (intensité P.A.)
ALC
Mesures
Signaux RCV
Signaux TX
Signaux RCV+TX

Fig. XVII-26

est commun pour les signaux en émission et en réception, les deux types de traits sont représentés.

Comme on peut le voir, il s'agit d'un transceiver à lampes et à transistors ; l'emploi de lampes aux étages HF du récepteur lui confère notamment une absence pratiquement totale de transmodulation.

Les gammes couvertes sont les suivantes : 3,5 - 4 MHz ; 7 - 7,5 MHz ; 14 - 14,5 MHz ; 21 - 21,5 MHz ; 28 - 28,5 MHz ; 28,5 - 29 MHz ; 29 - 29,5 MHz ; 29,5 - 30 MHz. Bande 11 m C.B. (27 - 27,5 MHz) en option. Bande 10 - 10,5 (WWV) en réception seulement.

Fonctionnement : SSB (LSB et USB commutables) - CW - AM

Puissance : SSB = 560 W - PEP
CW = 500 W
AM = 125 W.

Suppression de la porteuse : supérieure à — 40 dB.

Suppression de la bande latérale non exploitée : supérieure à — 50 dB à 1000 Hz.

Stabilité du V.F.O. : moins de 20 Hz après 20 minutes de pré-chauffage.

Sensibilité (réception) : 0,5 μV pour 20 dB du rapport $\frac{S}{S + B}$.

Sélectivité en SSB : — 6 dB à 2,4 kHz ; — 60 dB à 4,2 kHz.
en CW : — 6 dB à 0,6 kHz ; — 60 dB à 1,2 kHz.

Réjection « image » : 50 dB.

Puissance BF d'écoute : 1 W sur Z = 8 Ω ou 600 Ω (possibilité d'utiliser un haut-parleur séparé ou un casque).

Alimentation incorporée 110 - 220 V 50 Hz.

Impédance d'antenne : 50 à 120 Ω (non symétrique).

Cet appareil est équipé d'un « clarifier » (ou R.I.T.), d'un VOX et d'une commande PTT (1), d'un calibrateur 25 et 100 kHz, d'un Noise - Blanker (limiteur de parasites) et d'un ventilateur pour le refroidissement des deux tubes 6KD6 équipant l'étage PA - HF.

Une prise coaxiale est également prévue pour la connexion d'un VFO extérieur (facultatif) et le branchement d'un fréquencemètre digital séparé.

•

Transceiver transistorisé «amateurs »

En nous inspirant d'une description publiée dans « HAM — Radio », nous avons élaboré un montage de transceiver simple (bien que non destiné au débutant en électronique), entièrement transistorisé et qui ne manquera pas de retenir l'attention de l'amateur qui aime construire lui-même ses appareils. Certes, ce transceiver ne délivre qu'une dizaine de watts HF ; mais il n'est pas interdit de faire suivre son étage PA à transistor BLY 87 A par un amplificateur linéaire d'une centaine de watts (nous en reparlerons). Notons aussi que ce transceiver ne permet de trafiquer que dans la bande 80 m ; mais ici également, sa conception d'origine est modifiable, perfectible, pour la couverture des autres bandes, et nous en reparlerons aussi.

Outre les divers transistors utilisés dont nous donnerons un choix de différents types chaque fois que cela sera possible, on remarquera l'emploi du circuit intégré MC 1496 G déjà rencontré précédemment (§ 5) qui présente des qualités remarquables dans les fonctions de mélangeur, détecteur de produit et modulateur équilibré (atténuation importante des composantes du mélange et des harmoniques de celles-ci, à condition que l'amplitude des signaux injectés reste dans les limites prévues).

Dans sa réalisation dans la bande 80 m, les commutations à effectuer demeurent

---

(1) Le VOX (ou Vox-Control) permet l'enclenchement automatique de l'émission par la voix (dès que l'on parle et tant que l'on parle au microphone). Un dispositif à retard maintient le relais collé quelques fractions de secondes après que l'on ait fini de parler. Parallèlement, un dispositif appelé « Anti-Trip » est destiné à éviter que le son provenant du haut-parleur (en période de réception) n'enclenche le relais VOX et commute sur émission.

— PTT signifie « press to talk » ; il s'agit donc de la commande alternat manuelle « émission/réception ».

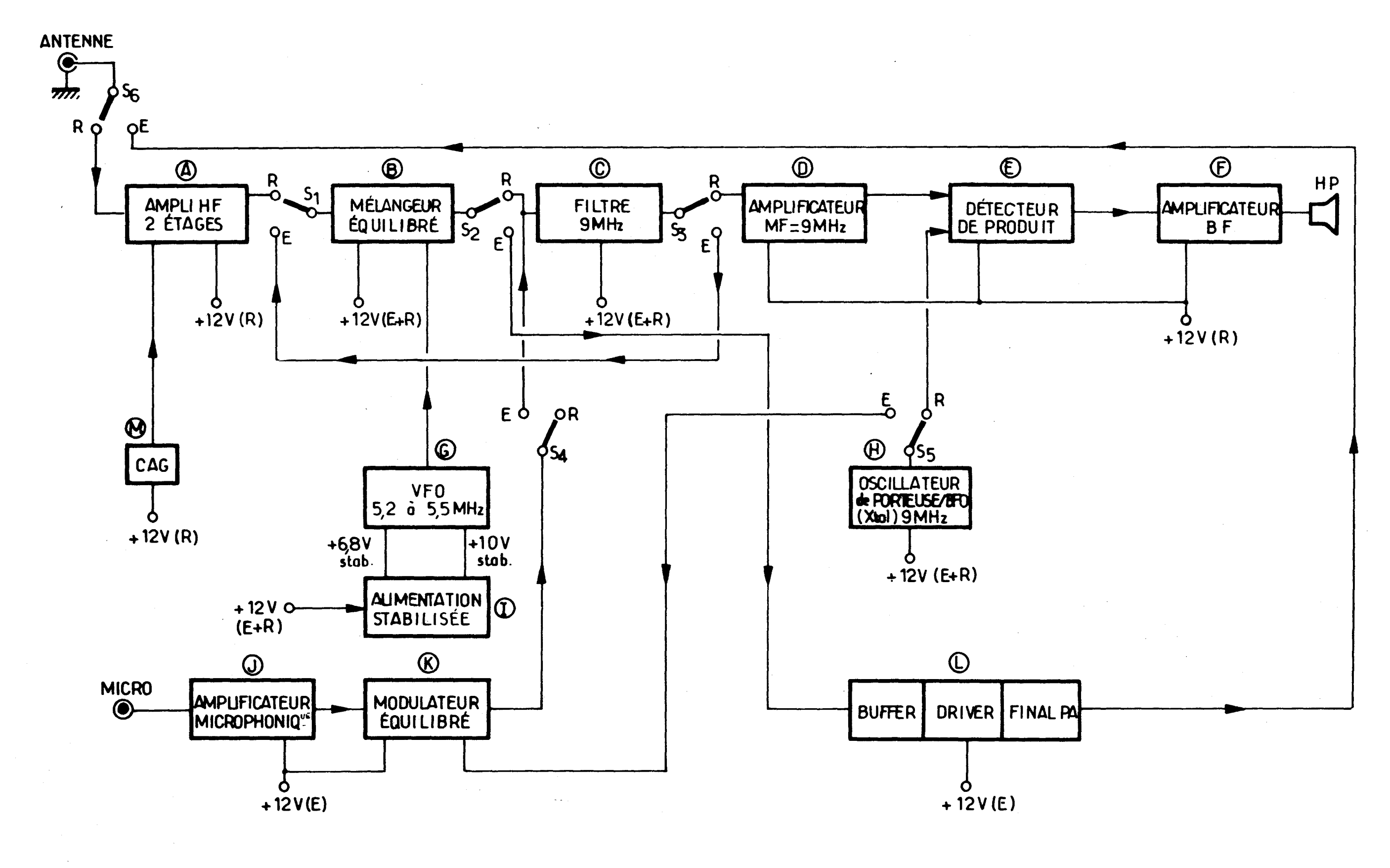

ANTENNE
S6
R
E
A
AMPLI HF 2 ÉTAGES
+12V (R)
R
S1
E
B
MÉLANGEUR ÉQUILIBRÉ
+12V (E+R)
S2
R
E
C
FILTRE 9MHz
+12V (E+R)
S3
R
E
D
AMPLIFICATEUR MF=9MHz
E
DÉTECTEUR DE PRODUIT
F
AMPLIFICATEUR BF
HP
+12V (R)
M
CAG
+12V (R)
G
VFO 5,2 à 5,5MHz
+6,8V stab.
+10V stab.
AUMENTATION STABILISÉE
I
+12V (E+R)
E
R
S4
E
R
H
S5
OSCILLATEUR de PORTEUSE/BFO (Xtal) 9MHz
+12V (E+R)
MICRO
J
AMPLIFICATEUR MICROPHONIQUE
K
MODULATEUR ÉQUILIBRÉ
+12V (E)
L
BUFFER
DRIVER
FINAL PA
+12V (E)

Fig. XVII-27

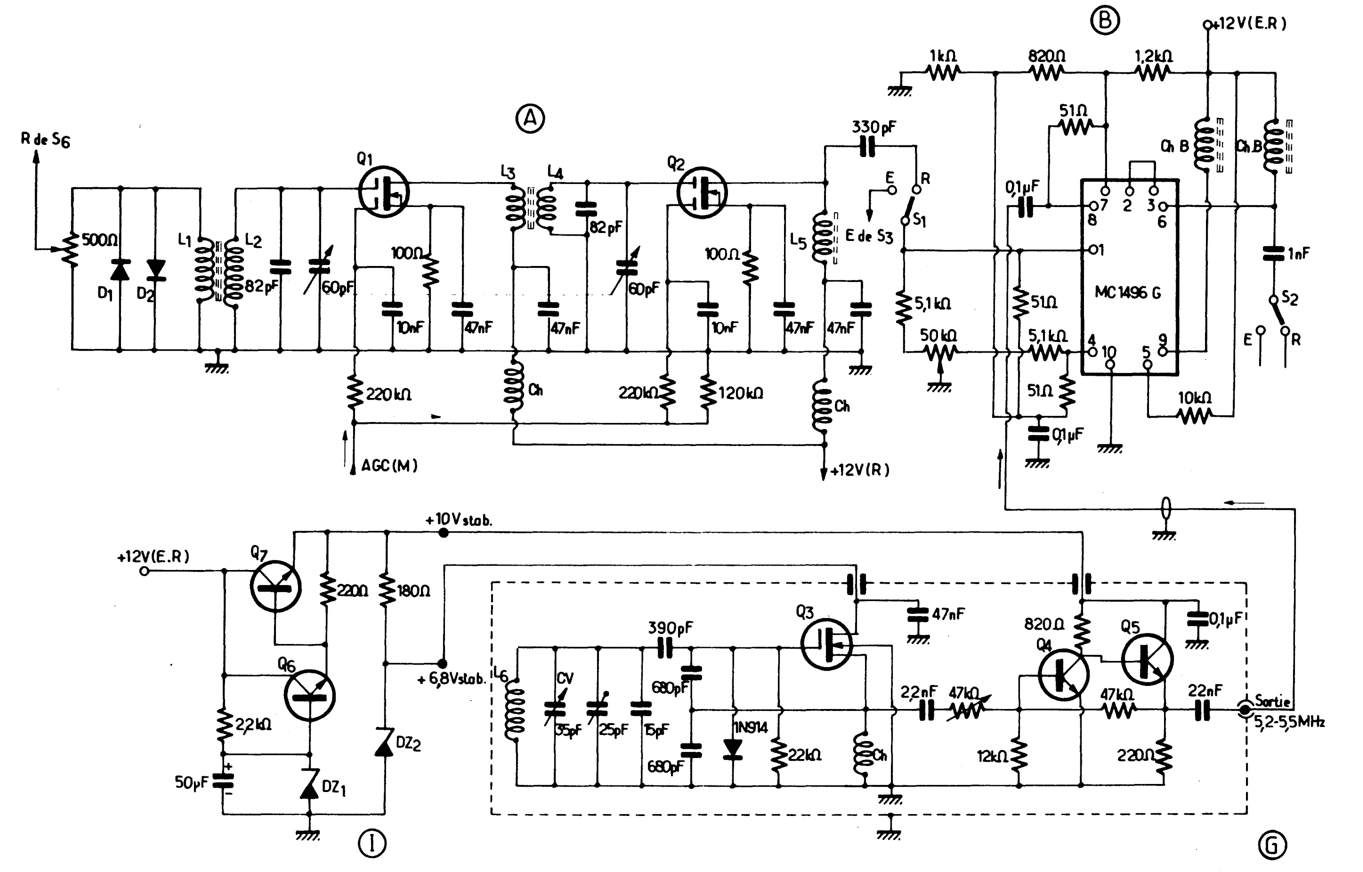

R de S6
500Ω
D1
D2
L1
L2
82pF
60pF
Q1
100Ω
10nF
47nF
220kΩ
AGC(M)
Ⓐ
L3
L4
82pF
60pF
47nF
Ch
Q2
100Ω
10nF
47nF
220kΩ
120kΩ
L5
47nF
Ch
+12V(R)
330pF
E
R
S1
E de S3
5,1kΩ
50kΩ
Ⓑ
+12V(E.R)
1kΩ
820Ω
1,2kΩ
51Ω
0,1μF
Ch B
Ch B
MC 1496 G
51Ω
5,1kΩ
51Ω
0,1μF
10kΩ
1nF
S2
E
R
+10V stab.
+12V(E.R)
Q7
220Ω
180Ω
Q6
+6,8V stab.
22kΩ
50μF
DZ1
DZ2
Ⓘ
L6
CV
35pF
25pF
15pF
390pF
680pF
680pF
1N914
22kΩ
Ch
Q3
47nF
22nF
47kΩ
820Ω
Q4
Q5
0,1μF
47kΩ
12kΩ
220Ω
22nF
Sortie
5,2-5,5MHz
Ⓖ

Fig. XVII-28

extrêmement simples ; elles sont opérées à l'aide d'un seul commutateur S_1 - 2 - 3 - 4 - 5 - 6 à deux positions (E et R). Cela est parfaitement illustré sur la figure XVII-27 représentant le schéma synoptique de l'appareil et permettant d'en comprendre facilement le fonctionnement.

Bien entendu, dans le cas d'une réalisation pour plusieurs bandes, les commutations se compliquent (commutations des différents bobinages, du changement de fréquence pour le changement de gamme, etc.).

L'alimentation générale est effectuée sous 12 V ; mais on remarquera que certains étages ne sont alimentés qu'en réception (R), d'autres ne le sont qu'en émission (E), d'autres enfin le sont en permanence (E + R).

Examinons tout d'abord la figure XVII-28 qui comporte l'amplificateur HF à deux étages (A), le mélangeur équilibré (B), le V.F.O. et son alimentation stabilisée (G et I).

La tête HF comporte deux étages équipés des transistors MOS-FET à double porte Q_1 et Q_2 ; ces transistors permettent d'obtenir un bon rapport « signal/bruit » et une action efficace de la commande automatique de gain (AGC). Le circuit d'entrée comporte un atténuateur réglable (potentiomètre 500 Ω carbone linéaire) et est protégé par deux diodes D_1 D_2 montées en tête-bêche.

Nous avons :

L_2 = 40 spires jointives, fil émaillé de 3/10 de mm, sur un mandrin de 6 mm de diamètre à noyau de ferrite ;

L_1 = 10 spires de même fil bobinées sur L_2, côté froid ;

L_4 - L_3 = identiques à L_2 - L_1 ;

Accord des circuits par un condensateur variable à deux cages de 50 à 60 pF ;

L_5 = 70 spires jointives, fil émaillé de 2/10 de mm sur un mandrin de 10 mm de diamètre à noyau de ferrite ; accord par les capacités parasites et par le réglage du noyau vers 3650 kHz ;

Ch = bobines d'arrêt de 1 mH ;

D_1 = D_2 = BAX 21 ou 1N 4151 ;

Q_1 = Q_2 = MPF 121 - BFS 28 - 40673 - BFR 84.

Le V.F.O. est constitué par un oscillateur Colpitts avec le transistor Q_3 suivi de deux étages tampon Q_4 et Q_5 montés en liaison directe et à contre-réaction. Une résistance ajustable de 47 kΩ permet de régler le niveau de sortie HF à la valeur requise.

Pour la bande 80 m seulement, ce V.F.O. doit pouvoir se régler de 5,2 à 5,5 MHz. Si l'on envisage d'opérer sur toutes les bandes décamétriques, la couverture du V.F.O. doit s'étendre de 5 à 5,5 MHz.

Le balayage de la bande de fréquences indiqué s'opère par la manœuvre d'un condensateur variable C.V. de 35 pF muni d'un démultiplicateur et d'un cadran (pour repérage et étalonnage en fréquences).

La bobine L_6 comporte 15 spires de fil émaillé de 12/10 de mm enroulées sur un mandrin de stéatite de 25 mm de diamètre ; espacement entre spires égal au diamètre du fil ; enroulement collé à l'araldite.

L'alimentation de ce V.F.O. est effectuée en tensions stabilisées à 10 et à 6,8 V.

Nous avons :

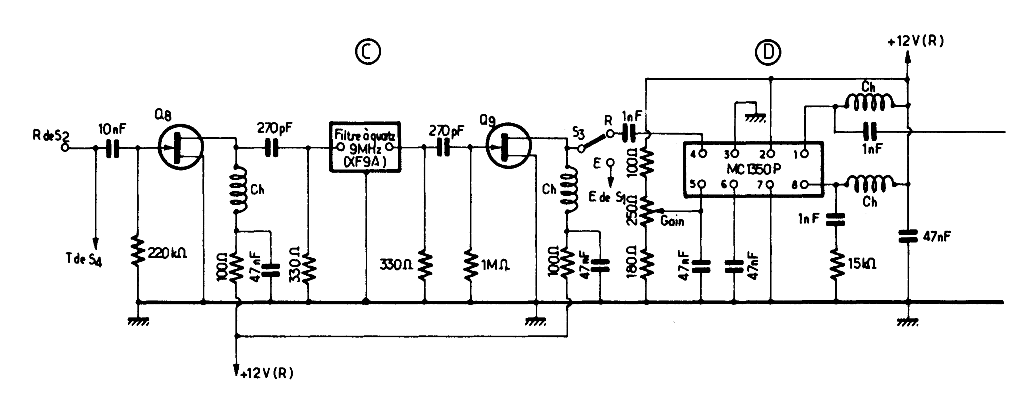
Q_3 = 3 N 128 ou BFR 29 ;
Q_4 = 40245 ou BF 194 ;

Q_5 = BC 140 - BSX 75 - 2 N 3241 ;

Q_6 = Q_7 = mêmes types que Q_5 ;
DZ_1 = BZY 95/C10 ;

DZ_2 = BZX 61/C6V8.

Le mélangeur équilibré comporte essentiellement le circuit intégré MC 1496 G. Les entrées 1 et 8 reçoivent respectivement le signal H.F. incident (3,5 MHz) et celui du V.F.O. (5,5 MHz) ; le mélange additif (9 MHz) est recueilli sur la sortie 6. Les sorties 6 et 9 sont chargées par des bobines d'arrêt Ch-B comportant 90 spires de fil émaillé de 15/100 de mm sur un mandrin de 8 mm de diamètre à noyau. L'entrée de ce mélangeur (apériodique) est reliée à S_1, et sa sortie est reliée à S_2, ce qui permet son utilisation en réception comme en émission. La tension H.F. issue du V.F.O., appliquée à l'entrée 8, ne doit pas excéder 0,1 V.



La figure XVII-29 représente le filtre à quartz 9 MHz (type XF 9 A) suivi de l'amplificateur M.F. 9 MHz (C et D). Pour compenser la perte d'insertion, le filtre à quartz est encadré par les transistors Q_8 et Q_9, et une sélectivité parfaite est ainsi obtenue.

L'amplificateur M.F. est constitué par le circuit intégré MC 1350 P utilisé dans un montage apériodique, lequel procure cependant un gain de 35 dB, ce dernier étant susceptible d'être ajusté par une commande de sensibilité agissant sur la patte 5.

Les bobines d'arrêt sont également du type 1 mH, et par ailleurs nous avons :
$Q_8 = Q_9$ = MPF 102 ou BF 245.

Ensuite, nous avons le détecteur de produit (E), suivi de l'amplificateur de commande automatique de gain (M) et de l'amplificateur B.F. (F).

Le détecteur de produit (E) comporte un autre circuit intégré MC 1496 G. Le signal M.F. à B.L.U. est appliqué à l'entrée 1 et un signal H.F. à 9001,5 kHz issu du B.F.O. – générateur de porteuse (H) est appliqué à l'entrée 8. Le schéma de ce dernier étage est représenté sur la figure XVII-30. Par le réglage de la résistance ajustable de sortie de 30 kΩ, on fait en sorte que la tension du B.F.O. appliquée à l'entrée 8 du détecteur de produit (E) n'excède pas 0,3 V.

La bobine du circuit de drain du transistor Q_{12} de l'oscillateur de porteuse com-

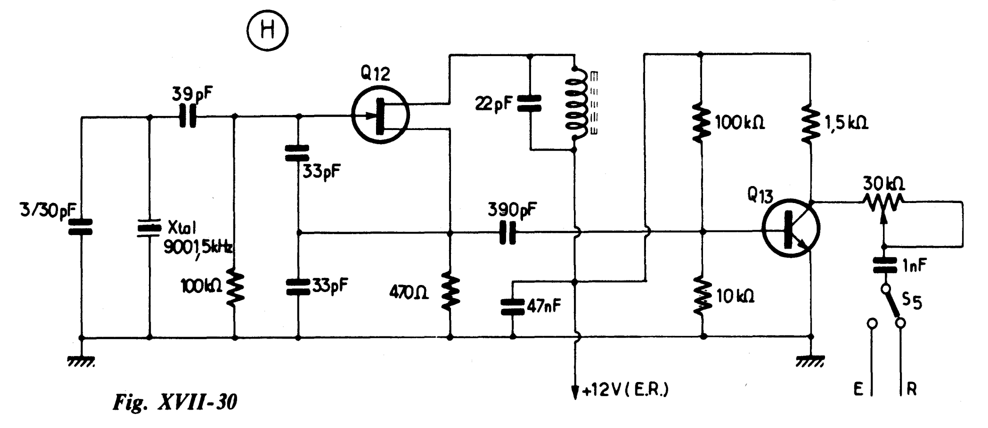


Fig. XVII-30

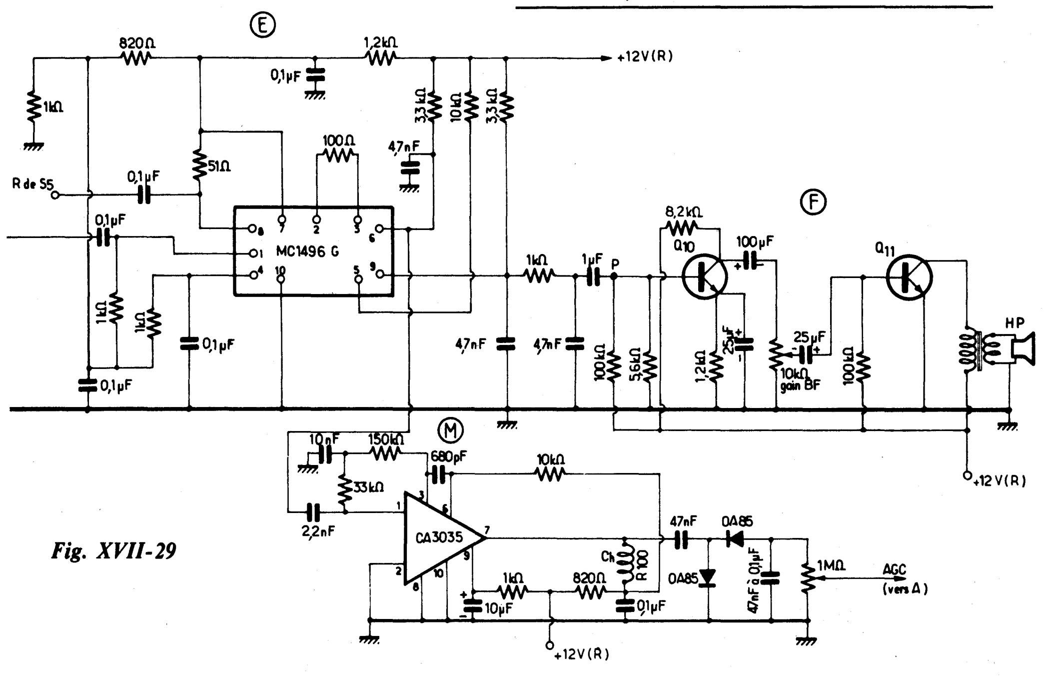


Fig. XVII-29

porte 25 spires jointives de fil émaillé de 3/10 de mm sur un mandrin de 10 mm de diamètre à noyau de ferrite.

Revenons à la figure XVII-29. Le signal B.F. est recueilli sur la sortie 9 du circuit intégré MC 1496 G et appliqué à un amplificateur (F) à deux étages Q_{10} et Q_{11}. Un transformateur de sortie (2 kΩ/8 Ω) permet l'adaptation à un petit haut-parleur. Au passage, signalons que l'emploi d'un circuit intégré B.F. du type TBA 820 permet d'obtenir une puissance sonore supérieure (2 W). Cette solution éventuelle est représentée sur la figure XVII-31, le point P se raccordant évidemment au point P de la figure XVII-29.

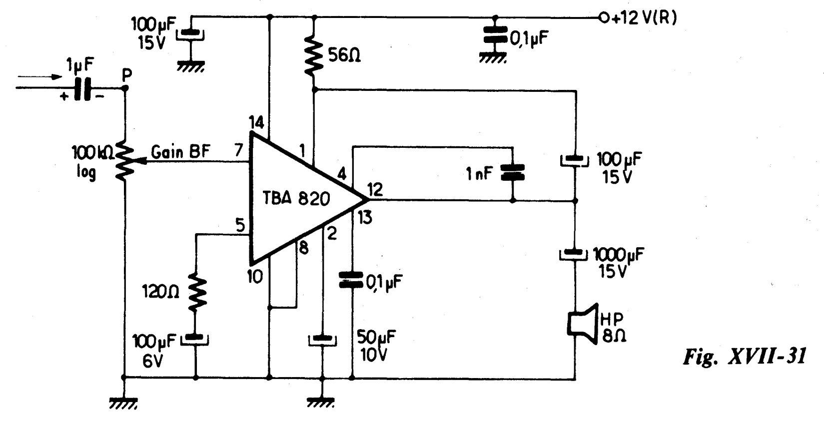


Fig. XVII-31

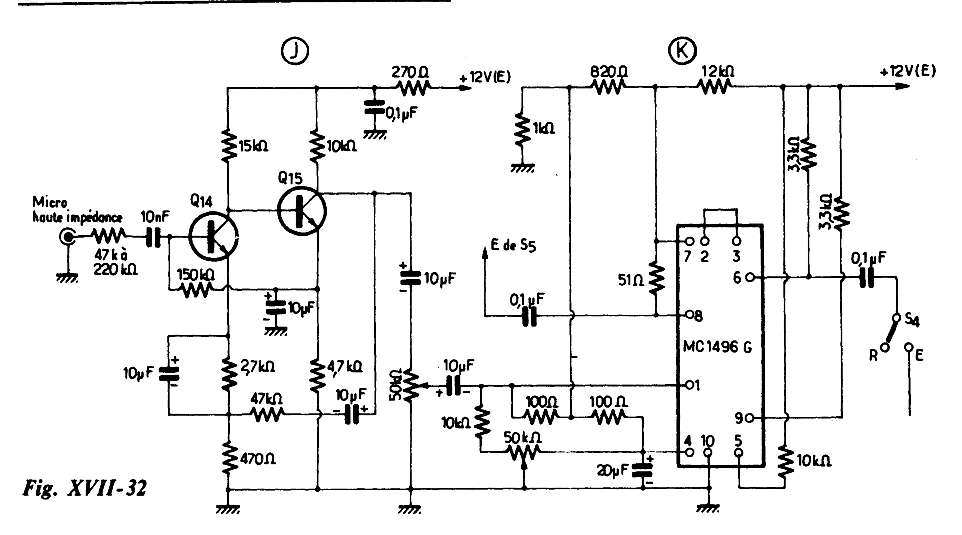


Fig. XVII-32

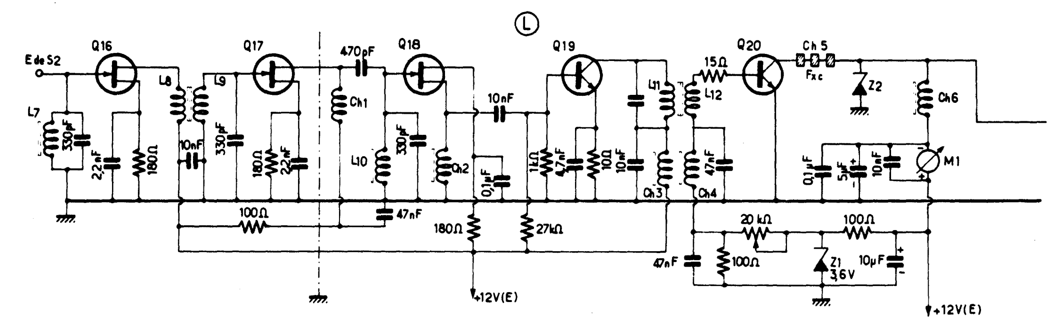
La tension de commande automatique de gain (AGC) prend son origine dans les signaux B.F. qui sont disponibles à la sortie 6 du détecteur de produit (fig. XVII-29) ; après amplification par un circuit intégré CA 3035, les signaux sont redressés par deux diodes OA 85. Le condensateur « réservoir » de sortie dont on peut choisir la capacité entre 47 nF et 0,1 μF, détermine la constante de temps de cette commande automatique. La valeur de la tension AGC est ajustée par le réglage d'un potentiomètre de 1 MΩ, et cette tension de commande est appliquée aux transistors Q_1 et Q_2 de l'étage H.F. (A).

Par ailleurs, nous avons :
$Q_8 = Q_9 = Q_{12}$ = BF 245 ou MPF 102
$Q_{10} = Q_{11}$ = 2 N 5137.
Q_{13} = 2 N 5126.

Comme l'on peut en juger par l'examen de la figure XVII-27, un certain nombre d'étages sont communs à l'émission et à la réception ; il nous reste à examiner maintenant ceux qui sont typiquement réservés à l'émission.

La figure XVII-32 représente l'amplificateur microphonique (J) comportant son propre dispositif de compression automatique de modulation. L'entrée est prévue pour un microphone à haute impédance du genre piézoélectrique ou du genre dynamique muni de son transformateur élévateur 50 kΩ. Les transistors utilisés Q_{14} et Q_{15} sont du type 2 N 5133.

Ensuite, nous avons le modulateur équilibré (K) comportant un circuit intégré MC 1496 G. Les signaux B.F. sont appliqués à l'entrée 1 et les signaux H.F. issus



du générateur de porteuse (H) sont appliqués à l'entrée 8. Un potentiomètre de 50 kΩ linéaire permet d'obtenir l'équilibre du circuit, et donc la suppression de la porteuse. Le signal à double bande latérale, mais à porteuse supprimée, est disponible sur la sortie 6. Lorsque le commutateur S_4 est en position E, ce signal est appliqué à l'entrée du filtre à quartz 9 MHz (C) pour l'élimination d'une bande latérale.

*
* *

Les étages amplificateurs H.F. (bloc L) font l'objet de la figure XVII-33 ; il s'agit évidemment d'étages amplificateurs *linéaires*. Les étages d'entrée sont équipés de transistors à effet de champ Q_{16}, Q_{17}, Q_{18}, la sortie s'effectuant sur la source du transistor Q_{18} à l'aide d'une simple bobine d'arrêt Ch_2. Cette dernière disposition permet d'adapter l'impédance à la valeur relativement basse nécessaire à l'attaque de la base du transistor Q_{19} pré-driver dont seul le circuit collecteur est accordé. L'étage driver (Q_{20}) qui délivre 1,5 W environ est polarisé par une tension stabilisée afin d'obtenir une bonne caractéristique de linéarité. Par le potentiomètre de 20 kΩ, on doit ajuster le courant de repos de cet étage entre 5 et 8 mA (milliampèremètre M_1). Une diode Zener Z_2 de 36 V connectée entre collecteur et masse écrête tout signal H.F. dépassant ce niveau. Le circuit L_{13} est accordé par une capacité totale de 365 pF mais dont une partie peut être fixe, comme cela a été représenté plus loin pour le circuit L_{15}.

L'étage final PA est construit autour du transistor Q_{21} (BLY 87 A) ; ce dernier peut être poussé jusqu'à 2 ampères. Mais avec seulement 12 W, il fonctionne avec une marge de sécurité importante et délivre une puissance H.F. de l'ordre de 8 à 10 W. Comme précédemment, son courant de repos est réglé à 8 mA par l'ajustage d'un potentiomètre de 20 kΩ.

Les circuits L_{13} et L_{15} doivent être parfaitement séparés l'un de l'autre. Le montage devra donc être suffisamment aéré et c'est la raison pour laquelle la liaison sur la base est effectuée par une courte section de câble coaxial. Pour une stabilité parfaite, une résistance carbone de 6,8 Ω est intercalée au ras de la base, ainsi qu'une petite bobine d'arrêt Ch_8 au départ de la connexion de collecteur. L'intensité de collecteur est mesurée par un ampèremètre de 1,5 A (M_2).

A la sortie, un circuit auxiliaire (d'ailleurs facultatif) permet d'apprécier en valeur relative le niveau de sortie H.F. (diode OA 85 et microampèremètre de 100 ou 400 μA).

Voici les caractéristiques des éléments composant cette dernière partie :

$L_7 = L_9 = L_{10} = 27$ spires jointives en fil émaillé de 3/10 de mm sur des mandrins de 8 mm de diamètre à noyau de ferrite.

$L_8 = 6$ spires, même fil, bobinées sur le côté froid de L_9.

$L_{11} = 25$ spires en fil émaillé de 5/10 de mm enroulées sur un tore magnétique de 14 mm de diamètre extérieur.

$L_{12} = 7$ spires, même fil, enroulées sur L_{11} côté froid.

$L_{13} = 34$ spires, fil émaillé de 5/10 de mm, enroulées sur un tore de ferrite de 14 mm

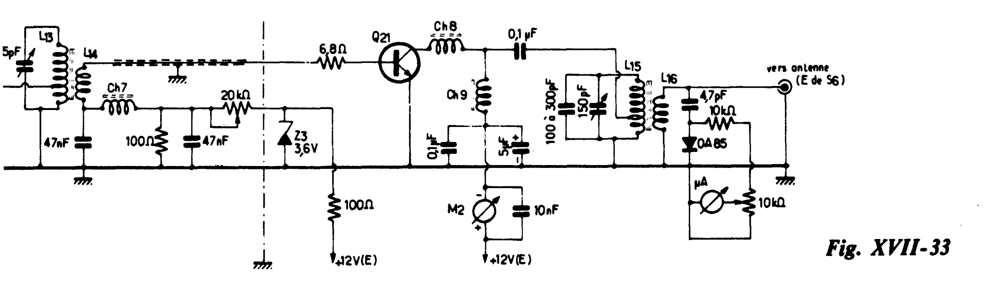


Fig. XVII-33

de diamètre extérieur, avec prise à la 4[e] spire comptée à partir de la masse.

L_{14} = 6 spires, même fil, enroulées sur L_{13} côté froid.

L_{15} = 34 spires, fil émaillé de 10/10 de mm, enroulées sur un tore de ferrite de 23 mm de diamètre extérieur ; prise à la 4[e] spire comptée à partir de la masse.

L_{16} = 6 spires, même fil, enroulées sur L_{15}, côté masse.

Ch_1 = Ch_2 = bobine d'arrêt 1 mH.

Ch_3 = Ch_4 = Ch_7 = Ch_8 = bobine d'arrêt type VK 200 - 10/4 B.

Ch_5 = 3 perles de ferrite enfilées sur un fil de connexion de 8/10 de mm.

Ch_6 = 20 tours de fil émaillé de 2/10 de mm enroulé sur un petit tore magnétique (perle de ferrite).

Ch_9 = comme Ch_6, mais en fil de 10/10 de mm.

Q_{16} = Q_{17} = Q_{18} = MPF 102 ou BF 245.

Q_{19} = 2 N 5137.

Q_{20} = BSY 44 - BSX 45 - 2 N 3053.

Q_{21} = BLY 87-A.

Z_1 = Z_3 = BZX 79/C_3 V_6.

Z_2 = BZX 87/C 36.

Nous rappelons que la tension générale d'alimentation de l'appareil est de 12 V ; la consommation est de l'ordre de 0,5 A en réception pour le montage normal, et atteint 1,7 A *en crête* si l'on utilise le circuit intégré TBA 820 pour la section B.F. d'une puissance de 2 W. En émission, l'alimentation doit pouvoir allègrement débiter 2 à 2,5 A en crête.

*
* *

Comme cela a été dit au début de cette étude, si une puissance H.F. plus importante est souhaitée, il suffit de prévoir un amplificateur linéaire à lampes faisant suite à l'étage BLY 87 A (Q_{21}). Dans ce but, nous suggérons le montage que nous avons déjà représenté sur la figure XVII-10 ; la connexion de gauche du condensateur de liaison de 100 pF sera alors reliée sur la bobine L_{15}, à la 8[e] spire comptée du sommet. Naturellement, un tel amplificateur de puissance devra dans ce cas s'intercaler, sur la figure XVII-27, dans la connexion partant de l'étage final PA et aboutissant au contact E de S_6.

On pourra également utiliser l'amplificateur linéaire 3 - 30 MHz 180 W (PEP) *à transistors* décrit plus loin au § 8.

*
* *

L'amateur averti pourra envisager de compléter cette réalisation de départ par des circuits supplémentaires permettant le trafic sur une autre bande, ou sur toutes les autres bandes décamétriques.

Il faudra alors notamment prévoir :

a) un autre quartz sur 8998,5 kHz pour le générateur de porteuse (H) pour les bandes où le trafic s'effectue en U.S.B. (10 - 15 et 20 m) ;

b) divers bobinages accordés et commutables selon la bande à exploiter ;

c) un étage changeur de fréquence supplémentaire avec son oscillateur fixe à quartz pour le trafic sur les bandes 10 - 15 et 40 m.

Naturellement, cela entraîne de multiples commutations, inversions, etc. qu'il n'est pas toujours aisé de réaliser pratiquement à l'aide d'un commutateur conventionnel (connexions souvent trop longues) ; on peut alors faire appel à des relais ou à des commutations par diodes.

L'alinéa *c*, précédent nécessite, nous le supposons, quelques éclaircissements.

Pour la couverture de la bande 80 m, nous avons vu que nous opérions le mélange (ou changement de fréquence) suivant :

de $9 - 5{,}5 = 3{,}5$ MHz

à $9 - 5{,}2 = 3{,}8$ MHz.

Pour la bande 40 m, nous devons faire battre la sortie du V.F.O. sur 5 MHz avec un oscillateur fixe sur 11 MHz, et pour la couverture de cette bande, nous avons les changements de fréquence suivants :

de $(11 + 5) - 9 = 7$ MHz

à $(11 + 5{,}1) - 9 = 7{,}1$ MHz.

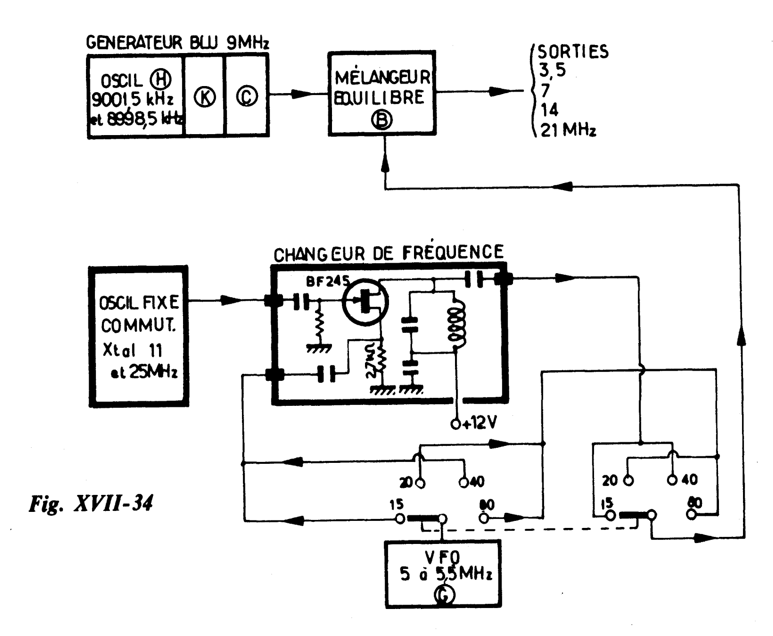


Fig. XVII-34

Pour la bande 20 m, il n'est pas nécessaire d'effectuer un changement de fréquence supplémentaire et pour la couverture de la bande, nous effectuons le mélange suivant :
de 9 + 5 = 14 MHz
à 9 + 5,350 = 14,350 MHz.

Pour la bande 15 m, nous devons faire battre la sortie du V.F.O. sur 5 MHz avec un oscillateur fixe sur 25 MHz, et pour la couverture de cette bande, nous avons les changements de fréquence suivants :
de (25 + 5) – 9 = 21 MHz
à (25 + 5,450) – 9 = 21,450 MHz.

Pour la bande 10 m (28 à 29,7 MHz), on procédera de la même façon, mais l'oscillateur fixe devra comporter quatre quartz (supplémentaires) pour couvrir la totalité de la gamme par sous-bandes de 500 kHz de largeur.

Un tel assemblage (pour les bandes les plus populaires des 15 - 20 - 40 et 80 m) est illustré par le schéma synoptique de la figure XVII-34. La « suite » des blocs fonctionnels est représentée pour le fonctionnement *en émission,* et il va sans dire que *les détails* des commutations ont été volontairement omis.

§ 7. — « VOX » et « Anti-Trip »

Nous avons déjà eu l'occasion de définir brièvement ce qu'était un dispositif VOX (ou VOX-control) ; c'est un circuit de mise en fonctionnement automatique de l'émetteur par la voix de l'opérateur. Lorsque l'opérateur parle, une fraction des signaux BF recueillis par le microphone est appliquée à un petit amplificateur commandant un relais ; ce dernier, en se collant, commande l'inversion « réception/émission » du transceiver, ou bien commande la fermeture du relais *interne* du transceiver, celui-ci se trouvant ainsi placé immédiatement en position « émission ». Dès que l'opérateur cesse de parler, le relais décolle et l'appareil se retrouve aussitôt en position « réception » (fig. XVII-35).

La commande de relais doit donc être immédiate dès le début de la première syllabe, mais avec un léger retard pour le décollage du relais à la fin des mots ou des phrases, afin de ne pas découper ou amputer les messages.

D'autre part, ce dispositif d'enclenchement automatique de l'émission doit être

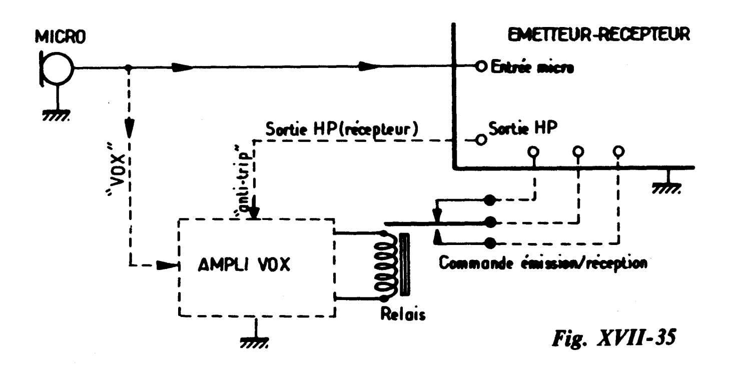


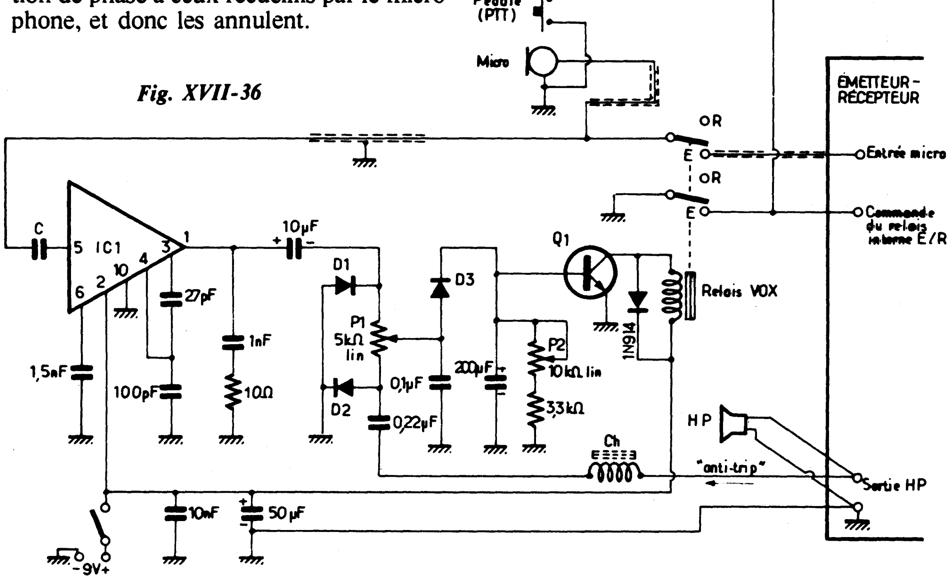
Fig. XVII-35

insensible aux signaux sonores issus du haut-parleur lorsque l'appareil est en réception... signaux sonores susceptibles d'être recueillis par le microphone au même titre que la voix de l'opérateur ; en bref, le dispositif VOX ne doit donc provoquer l'enclenchement de l'émission que pour la voix de l'opérateur. Le circuit permettant cette « sélection », c'est-à-dire empêchant l'enclenchement en émission par l'audition du haut-parleur, s'appelle « anti-trip » (ou parfois *anti-vox*). Succinctement, disons qu'une fraction des signaux électriques BF du haut-parleur sont appliqués en opposition de phase à ceux recueillis par le microphone, et donc les annulent.

Le montage VOX et Anti-Trip que nous proposons est représenté sur la figure XVII-36.

L'amplificateur est constitué par un circuit intégré IC_1 du type SL 630 C, ou tout autre type de circuit intégré amplificateur BF de faible puissance (250 mW environ ; alimentation 9 à 12 V ; gain en tension de 30 à 50 dB), tels que LM 370, MC 1590 ou CA 3048.

Fig. XVII-36



L'entrée 5 est reliée au microphone par un condensateur C (50 nF pour un microphone à haute impédance ; 1 à 5 μF pour un microphone à basse impédance). Les signaux amplifiés sont disponibles sur la sortie 1 et appliqués à un potentiomètre P_1 (5 kΩ) encadré par deux diodes D_1 et D_2 en tête-bêche. A l'autre extrémité de ce potentiomètre, on applique le signal « anti-trip » (provenant du haut-parleur de réception) servant à bloquer le système lorsque le récepteur est en fonctionnement à l'écoute d'un correspondant. Le condensateur de 200 μF monté en parallèle avec une résistance ajustable détermine la constante de temps pour le maintien de l'enclenchement du relais (réglage par le potentiomètre P_2).

La commande du relais est effectuée par l'intermédiaire du transistor Q_1 (BSY 62 ou 70). Le relais est du type 100 Ω collant pour 80 mA max. et les trois diodes sont du type 1N 60, OA 85, ou similaire.

La bobine d'arrêt Ch sur ferrite dans la liaison « anti-trip » est facultative et n'est à mettre en place que si l'on constatait des accrochages.

L'alimentation s'effectue sous 9 V ; elle peut être fournie par une pile ou bien être prélevée sur le transceiver.

Dans le schéma proposé, on notera que la pédale de commande manuelle « émission/réception » (ou PTT) est reliée au transceiver en parallèle avec la commande du VOX ; cette disposition permet d'utiliser facilement la commande de commutation manuelle dès qu'on le désire.

Un contact du relais VOX commande donc la fermeture du circuit électrique d'alimentation du relais interne d'inversion E/R.

Il est à noter que la commutation du microphone par le relais VOX (représentée sur la figure) n'est pas toujours nécessaire. Dans bien des cas, elle pourra être supprimée, et le microphone, ainsi que l'entrée (5) du VOX, seront alors reliés directement à l'entrée « micro » du transceiver.

Il s'agit là d'une solution pour les dispositifs VOX et Anti-Trip, mais il en existe d'autres...

§ 8. — Amplificateur linéaire 3 - 30 MHz 180 W

Soit qu'il ait réalisé lui-même son petit transceiver, soit qu'il utilise un transceiver de faible puissance du commerce (« Argonaut », par exemple), l'amateur peut souhaiter un jour trafiquer avec une puissance plus importante. L'emploi d'un amplificateur linéaire est alors tout indiqué, et une telle construction transistorisée fait l'objet des lignes suivantes.

L'adjonction d'un amplificateur linéaire à la suite d'un transceiver (en émission) est extrêmement facile. Nous l'avons indiquée avec la figure XIV-58 pour un transceiver VHF en montrant les commutations à effectuer ; il en va de même avec un transceiver pour bandes décamétriques et nous n'y reviendrons pas.

L'amplificateur linéaire proposé met en œuvre la technique des circuits couplés sur ferrite à très large bande ; il n'y a donc aucun circuit accordé à régler sur l'amplificateur (ni commutations à effectuer) lorsqu'on change de bande sur le transceiver. Pour mener à bien cette réalisation, nous nous sommes inspirés d'un montage de ce genre de H. Granberg publié dans la notice EB 27 de Motorola. Le schéma général de cet amplificateur est représenté sur la figure XVII-37. Son gain est de 12,5 à 14 dB pour une gamme de fréquences allant de 30 à 3 MHz et pour une puissance de sortie maximale de 180 W PEP. Si nous admettons un gain moyen de 13 dB, soit un gain en puissance de 20, cela veut dire que pour obtenir 180 W en sortie, il faut appliquer 9 W à l'entrée ; par voie de conséquence, si nous n'appliquons par exemple que 5 W à l'entrée, nous n'obtiendrons que 100 W en sortie. Dans tous les cas, les semi-conducteurs employés fonctionnent assez loin de leurs caractéristiques maximales, ce qui offre une excellente marge de sécurité.

L'étage amplificateur push-pull comporte deux transistors Q_1 Q_2 du type MRF 421 dont la polarisation est obtenue à partir d'un circuit intégré régulateur MPC 1000. Ce circuit intégré est prévu pour 10 A ; ici on ne

Fig. XVII-37

demande que 880 mA environ et aucun refroidisseur ne lui est alors nécessaire. Par contre, la diode 1N 4997 doit être entourée d'un collier, lui-même fixé contre la platine du montage, ceci afin d'obtenir une égalisation des températures pour une éventuelle compensation de la polarisation appliquée.

Avec les composants utilisés, la polarisation appliquée à l'étage amplificateur peut s'ajuster de 0,4 à 0,9 V environ, ce qui permet toutes les conditions de fonctionnement comprises entre la classe B et la classe A ; nous rappelons que c'est la classe intermédiaire AB qui est la plus souvent retenue pour la S.S.B.

Un gain à peu près uniforme (à 1,5 dB près) de 3 à 30 MHz est acquis par les groupements parallèles R_1 C_1 et R_2 C_2 pour les attaques des bases, ainsi que par les boucles de contre-réaction avec R_3 et R_4. Les résistances R_1 et R_2 sont obtenues chacune par la mise en parallèle de deux résistances de 3,3 Ω 0,5 W ; les résistances R_3 et R_4 sont obtenues chacune par la mise en parallèle de deux résistances de 3,9 Ω 0,5 W.

La fabrication des transformateurs T_1, T_2 et T_3 est illustrée par la figure XVII-38.

Pour T_1, on utilise deux tubes de ferrite

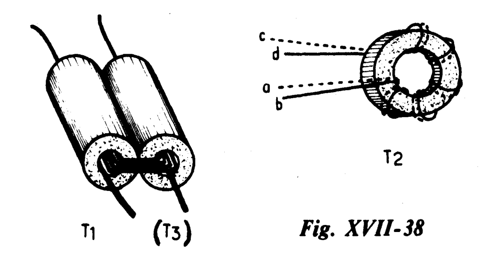


Fig. XVII-38

(qualité 4 A 1 ; diamètre extérieur 14 mm ; diamètre intérieur 8 mm ; longueur 25 mm) ; ces deux tubes sont collés à l'araldite côte à côte selon leur génératrice. L'enroulement primaire comporte 4 tours de fil de cuivre de 8/10 de mm sous gaine isolante ; le secondaire ne comporte qu'un seul tour en tresse de cuivre de 3 mm de diamètre sous gaine isolante. On obtient ainsi une adaptation d'impédances satisfaisante avec un T.O.S. faible pour l'entrée (1,5 environ).

Le circuit magnétique de T_3 est réalisé d'une façon identique à celui de T_1. Par contre, le secondaire comporte 5 tours de fil de cuivre de 12/10 de mm sous gaine isolante ; le primaire est constitué d'un seul tour en tresse de cuivre de 5 mm sous gaine isolante. La capacité de 1940 pF en dérivation sur le primaire est obtenue par la mise en parallèle de deux condensateurs de 470 pF et d'un condensateur de 1 000 pF céramique.

Quant à T_2, il sert à déterminer un point milieu artificiel pour l'alimentation des transistors $Q_1 + Q_2$. Ce bobinage est confectionné sur un tore (qualité 4 C 6 ; diamètre extérieur 23 mm ; diamètre intérieur 14 mm ; épaisseur 7 mm). Il comporte deux fois 6 tours de fil de cuivre de 10/10 de mm sous gaine isolante (2 fils enroulés en même temps). Le point milieu artificiel correspond aux points *b* et *c*, mais ils ne sont pas reliés ensemble immédiatement. Chaque connexion est munie d'une cellule de découplage faite d'un condensateur de 0,68 μF et de 6 perles de ferrite (marquées Fxc) avant d'aboutir à la ligne d'alimentation + 12 à 13,6 V.

L'enroulement utilisé pour la contre-réaction (avec 680 pF en parallèle) ne comporte qu'un tour en épingle à cheveux passant à l'intérieur du tore avec les autres bobinages de T_2 ; cet enroulement de contre-réaction n'est pas représenté sur la figure XVII-38.

Les bobines d'arrêt Ch_1 et Ch_2 sont du type VK 200 - 20/4 B ; on peut également les réaliser soi-même sur des petites ferrites à 6 trous. Tous les semi-conducteurs employés sont de marque Motorola.

L'ensemble des composants est implanté sur une plaquette d'epoxy de 18 × 12 cm, elle-même fixée sur un gros radiateur en aluminium extrudé, ce dernier étant évidemment plus particulièrement destiné au refroidissement des transistors MRF 421. Les électrodes *e b c* des transistors sont naturellement soudées aux circuits de la plaquette ; les embases *r* sont vissées sur le radiateur proprement dit (fig. XVII-39).

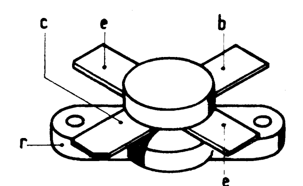


Fig. XVII-39

Comme nous l'avons dit précédemment, la polarisation est ajustée pour un courant de base de 880 mA. Dans le cas du fonctionnement à la puissance *maximale*, c'est-à-dire pour 180 W PEP en sortie avec 9 W PEP à l'entrée, les crêtes d'intensité dans l'alimentation du circuit de collecteurs sont de l'ordre de 26 A (pour 13,6 V) ; le courant de repos est de 0,3 A environ.

En ce qui concerne le dispositif de polarisation à circuit intégré, disons qu'il peut être remplacé par un système beaucoup plus simple à diode dont un exemple a déjà été représenté à l'occasion de la figure XIV-60 ; on pourra utiliser une ou plusieurs diodes reliées en série, selon qu'il s'agit de diodes au silicium ou de diodes au germanium, et selon la tension de polarisation souhaitée (entre 0,4 et 0,9 V environ, rappelons-le).

Les distorsions d'intermodulation restent faibles. Le rayonnement harmonique demeure également faible dans la mesure évidemment où le transceiver qui précède n'est pas lui-même un générateur important d'harmoniques et présente bien les atténuations suffisantes. De plus, entre la sortie de l'amplificateur et l'antenne, il est toujours sage d'intercaler une boîte de couplage (voir fig. XIII-36) ; celle-ci ne pourra que contribuer à minimiser encore l'éventuel rayonnement harmonique.

CHAPITRE XVIII

MESURES ET APPAREILS DE MESURES

Introduction

Les appareils de mesure décrits dans ce chapitre sont ceux que l'on doit (ou devrait) trouver dans toute station d'amateur ; ce sont des appareils typiquement « radioamateurs », si l'on peut s'exprimer ainsi, des appareils nécessaires pour la mise au point, le réglage et la maintenance des récepteurs de trafic, des émetteurs ou des transceivers. Cela ne signifie absolument pas que ces appareils constituent à eux seuls le laboratoire du vrai radio-amateur.

Pour mener à bien les différents travaux qui ne manquent pas de se présenter à sa station, un amateur doit posséder un minimum d'outillage et des appareils de mesure traditionnels tels que :

- contrôleur universel ;
- voltmètre électronique ;
- générateur H.F. et V.H.F. ;
- oscilloscope.

C'est évidemment à cette instrumentation **de base** qu'il convient d'ajouter les petits appareils que nous allons décrire maintenant.

§ 1. — Boucle de Hertz

Une boucle de Hertz permet de voir si « ça oscille », comme l'on dit, ou d'une façon plus générale, permet de détecter la présence de courant H.F. (ou V.H.F.) dans tel ou tel circuit.

A l'occasion du chapitre V, § 9 (fig. V-52), nous avons déjà examiné la fabrication d'une boucle de Hertz élémentaire, mais suffisante dans bien des cas ; nous avons vu qu'elle était simplement constituée d'une boucle fermée sur une petite ampoule indicatrice. Naturellement, un tel système est assez peu sensible et il peut parfois être nécessaire de disposer d'un montage indicateur « répondant » même avec de très faibles énergies H.F. C'est alors le montage que nous représentons sur la figure XVIII-1.

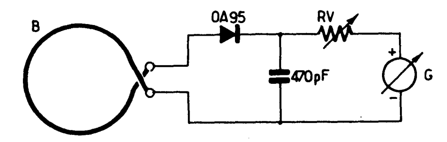


Fig. XVIII-1

La boucle B (fil de cuivre de 10 à 12/10 mm) présente un diamètre sensiblement égal à celui de la bobine du circuit à laquelle on désire la coupler. Une détection est immédiatement effectuée par la diode de OA 95 (ou similaire) et la composante continue moyenne agit sur un galvanomètre G. Selon la sensibilité requise, ce dernier peut être un milliampèremètre (déviation totale 1 mA) ou un microampèremètre (genre « VU-mètre » de déviation totale 100 à 150 μA) ; une résistance ajustable R.V. (de l'ordre de 4,7 kΩ) peut par ailleurs permettre de doser la sensibilité du montage.

Une autre solution consiste à remplacer le galvanomètre G par une résistance de

l'ordre de 10 à 20 kΩ et à connecter, en parallèle sur cette dernière, un voltmètre ou un millivoltmètre électronique.

§ 2. — Ondemètre à absorption Fréquencemètre

La boucle de Hertz est d'un emploi facile, d'une indication instantanée et rend de grands services à l'amateur pour la mise au point de son émetteur. Néanmoins, une simple boucle ne renseigne nullement sur la *fréquence* sur laquelle se trouvent réglés les circuits accordés où l'on procède au couplage (étages pilote, tampon, multiplicateur de fréquence, final P.A., coupleur d'antenne, etc.) ou, plus généralement, sur la fréquence du courant parcourant tel ou tel circuit.

Une appréciation de la fréquence d'accord donnant une meilleure certitude d'un bon réglage, peut se faire (tout aussi facilement) grâce à l'ondemètre à absorption.

Comme son nom l'indique (et comme la boucle de Hertz, d'ailleurs), cet appareil fonctionne par absorption, c'est-à-dire qu'une fraction de l'énergie H.F. disponible aux bornes d'un C.O. est absorbée par l'ondemètre au moment de la mesure.

L'absorption est évidemment maximum lorsque l'ondemètre est réglé exactement sur la même fréquence que le C.O. contrôlé, et cette énergie absorbée est observée, soit par un indicateur d'intensité, soit par un indicateur de tension.

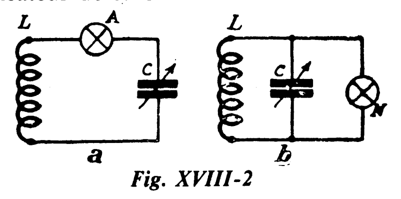


Fig. XVIII-2

Donc, suivant l'un ou l'autre cas, deux montages d'ondemètre à absorption sont possibles. La figure XVIII-2a donne le montage d'un ondemètre avec indicateur d'intensité ; il comprend essentiellement un bobinage L, un condensateur variable C et l'indicateur A, monté en série dans une branche du circuit antirésonnant. Cet indicateur peut être un milliampèremètre thermique, un thermocouple ou encore... et le plus souvent... une simple ampoule 6,3 V/0,1 ou 0,3 A, par exemple.

La figure XVIII-2-b donne le montage d'un ondemètre à indicateur de tension. Dans ce cas, l'indicateur est un petit tube au néon monté en parallèle sur les bornes du circuit antirésonnant.

Dans ces deux réalisations, il est recommandé de ne pas utiliser un condensateur variable de capacité supérieure à 350 pF, afin d'obtenir une bonne précision dans les mesures. La bobine est interchangeable, donc bobinée sur un mandrin carton bakélisé à broches.

Avec trois bobines de 20, 10 et 5 tours en fil de cuivre de 8/10 de millimètre émaillé sur un mandrin de 50 millimètres de diamètre et un condensateur variable de 350 pF, on peut couvrir les gammes de 1,5 à 5 MHz, 5 à 10 MHz et 9 à 20 MHz environ.

Lorsque l'appareil est terminé, il suffit de l'étalonner ; on peut le faire soit par comparaison avec un appareil de précision, soit sur les stations de radiodiffusion ou officielles en ondes courtes, dont on connaît la fréquence avec certitude. Dans ce dernier cas, on peut réaliser le montage de la figure XVIII-3 : à l'entrée d'un récepteur R, on intercale, à l'arrivée de l'antenne, une

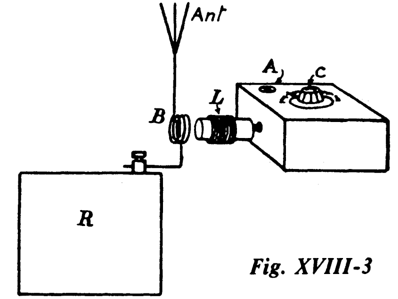


Fig. XVIII-3

bobine B de quelques spires du même diamètre que la bobine de l'ondemètre. On couple *d'une manière aussi peu serrée que possible,* la bobine L de l'ondemètre à la bobine B. Le récepteur étant réglé sur une station de longueur d'onde λ connue, l'audi-

tion s'affaiblit considérablement lorsqu'on passe sur cette même λ par la manœuvre du condensateur C de l'ondemètre. Il suffit, ainsi, de procéder point par point et d'établir autant de courbes d'étalonnage qu'il y a de bobines L.

L'étalonnage terminé, l'ondemètre est en état de servir. Pour cela, il suffit simplement de l'approcher légèrement d'un circuit oscillant de l'émetteur en fonctionnement (pilote ou amplificateurs H.F.) et de chercher l'accord par la manœuvre de C ; l'accord à la résonance est indiqué par l'éclairage de A ou N (suivant le type d'appareil). On cherchera, en découplant progressivement l'ondemètre de l'émetteur, à obtenir l'éclat de l'ampoule indicatrice sur une plage minimum de la rotation de C ; il ne restera qu'à lire la graduation de C donnant l'éclat maximum et à consulter la courbe d'étalonnage.

Pour effectuer des mesures précises, il est indispensable d'opérer en *couplage très lâche*. En effet, avec un couplage plus important, la fréquence de résonance du circuit à mesurer (cas, par exemple, d'un autooscillateur) est faussée par l'approche du circuit de l'ondemètre. Mais, le couplage lâche nécessite un *indicateur très sensible,* puisque l'énergie empruntée doit être, et est très faible. De plus cet indicateur ne doit pratiquement apporter aucun amortissement supplémentaire...

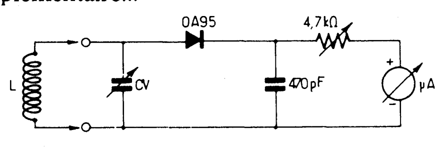


Fig. XVIII-4

Comme dans le cas de la boucle de Hertz, une plus grande sensibilité de l'ondemètre peut être obtenue en effectuant une détection des signaux H.F. et en employant un microampèremètre (100 à 150 μA). Le montage devient alors celui que nous représentons sur la figure XVIII-4 et se passe de tout commentaire.

Notons également qu'un « dip-mètre » bien conçu possède généralement une commutation qui permet de l'utiliser en ondemètre à absorption (voir § 5).

•

Fréquencemètre

Un fréquencemètre n'est pas autre chose qu'un oscillateur de grande précision, très stable dans le temps, et dont l'oscillation fondamentale couvre très largement la bande la plus basse en fréquence, soit la bande 3,5 MHz.

Pour effectuer une mesure, on fait battre l'onde à mesurer avec l'oscillation du fréquencemètre (ou avec une fréquence harmonique) ; lorsque les deux fréquences sont voisines, le battement devient audible, et est mis en évidence par un récepteur quelconque (en général, le récepteur de trafic de la station). Ce battement devient nul lorsque la fréquence de l'appareil est identique à la fréquence à mesurer (fig. XVIII-5).

Si le fréquencemètre possède un cadran très étalé et bien démultiplié, et si son étalonnage a été soigné, il est possible de faire des mesures de fréquences à quelques hertz près.

Nous ne donnerons pas ici le schéma d'un tel appareil ; il suffit, en fait, de se reporter à un montage bien élaboré de pilote V.F.O. dont plusieurs exemples ont déjà été donnés précédemment dans cet ouvrage. L'appareil doit comporter un bon cadran, sans jeu, bien lisible, et convenablement démultiplié pour la commande du condensateur variable ; d'autre part, tout fréquencemètre doit évidemment être construit avec beaucoup de soins et avec des composants de grande qualité, afin d'obtenir une parfaite stabilité de fréquence dans le temps. Ainsi seulement, l'étalonnage effectué sera durable, voire définitif.

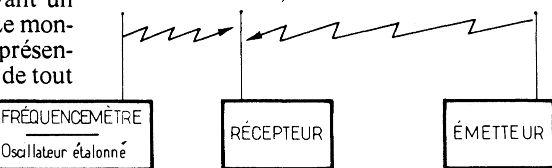


Fig. XVIII-5

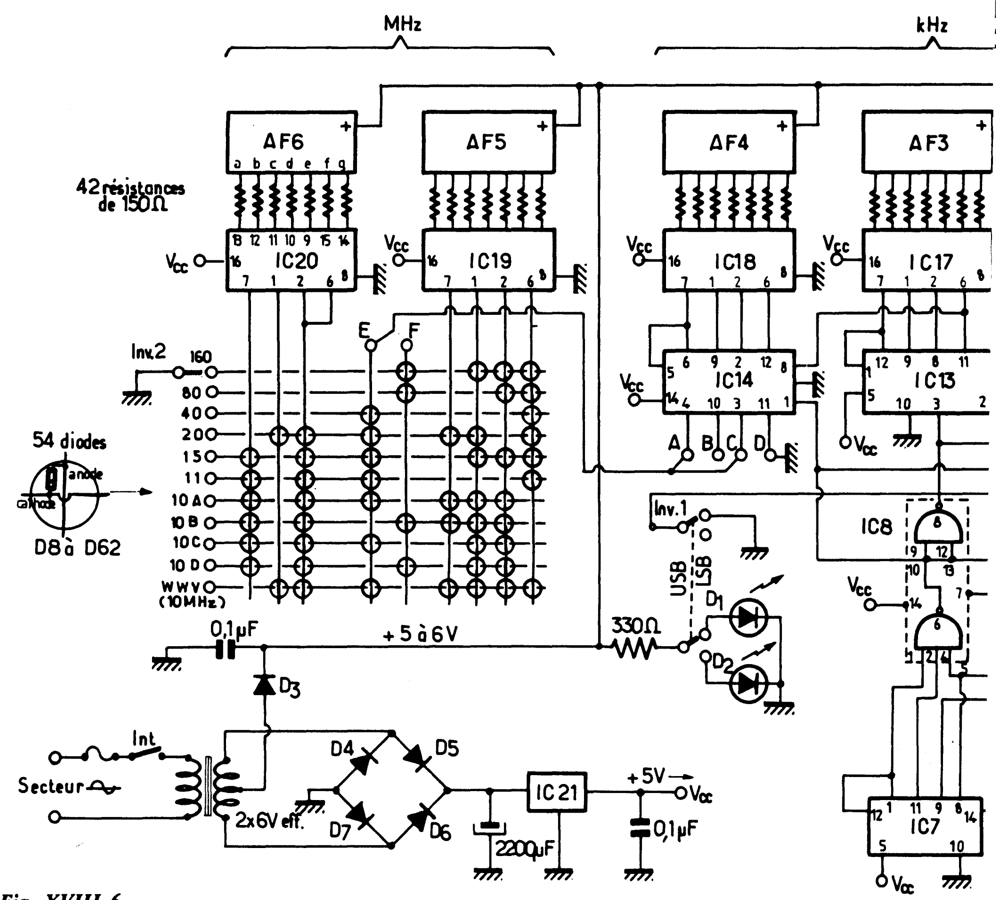


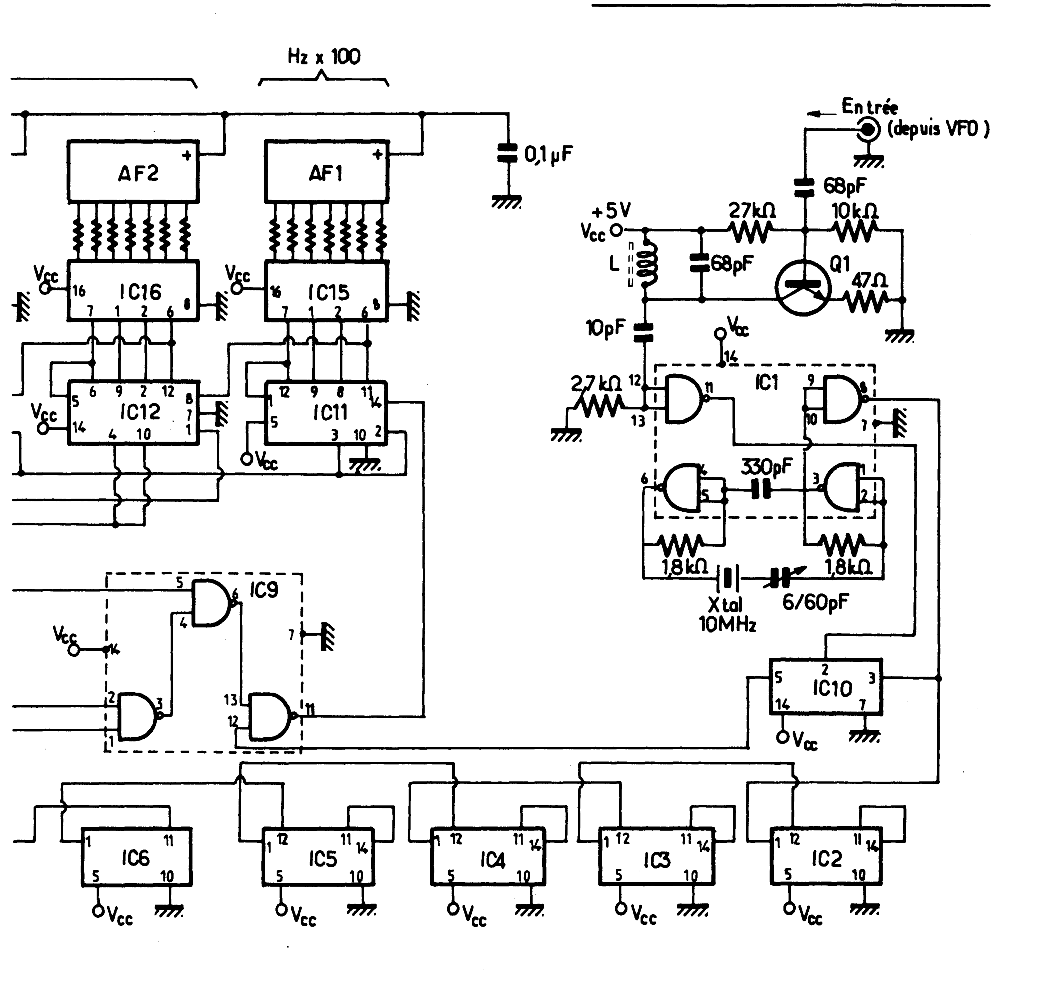
Fig. XVIII-6

Contrairement à ce que beaucoup s'imaginent, ondemètre et fréquencemètre ne font pas double emploi ; l'un et l'autre sont nécessaires. En effet, par son principe même, le fréquencemètre pouvant donner le « battement nul » avec sa fondamentale comme avec ses harmoniques, risque d'apporter de grossières erreurs. Aussi lorsque l'on désire connaître la fréquence de l'oscillation en présence dans un circuit, il est prudent de la contrôler tout d'abord au moyen de l'ondemètre à absorption qui, lui, ne donne une indication que pour l'onde fondamentale. On est alors renseigné dans quelle bande se situe l'oscillation à mesurer. Ensuite, on la mesurera au fréquencemètre et il sera possible de déterminer la fréquence exacte (à quelques hertz près) sans risques d'erreur de bande.

•

Affichage digital de la fréquence de trafic (Fréquencemètre)

Lorsqu'on utilise un transceiver sur les bandes décamétriques, il est souvent intéressant de connaître avec grande précision la fréquence de trafic (détermination des limites de bande ou de sous-bande ; observation d'une dérive éventuelle, etc.). C'est le rôle du « fréquencemètre » digital dont



le schéma est représenté sur la figure XVIII-6.

Il s'agit d'un fréquencemètre bien particulier, en ce sens qu'il ne mesure ni la fréquence du signal rayonné, ni la fréquence du signal reçu ; il est commandé par la fréquence de l'oscillateur V.F.O. du transceiver (oscillateur qui détermine évidemment la fréquence de trafic).

Dans cette réalisation, on emploie des compteurs pré-positionnables avec lesquels on peut faire afficher à l'ensemble n'importe quel nombre (selon la bande), au repos, au lieu de zéro ; la fréquence mesurée s'ajoute alors à ce nombre et l'affichage correspond à la fréquence réelle de réception et d'émission. Et cela pour chaque bande décamétrique.

Sur tous les transceivers modernes, les bandes sont couvertes par une variation de 500 kHz de l'oscillateur V.F.O., et dans la majorité des cas, la variation de l'oscillateur pilote va de 8 700 à 9 200 kHz. Si nous faisons battre l'oscillation pilote de 9 200 kHz (par exemple) avec un quartz de 10 000 Hz, nous obtenons une oscillation de 800 kHz ; c'est la fréquence de cette oscillation qui sera mesurée par l'appareil *pour toutes les gammes*. Mais si à cette mesure on ajoute un pré-positionnement de 2 700 kHz, nous

obtiendrons l'affichage de 3 500 kHz correspondant à la fréquence de fonctionnement du transceiver sur la bande 80 m. Si à cette même mesure on ajoute un pré-positionnement de 13 200 kHz, nous obtiendrons l'affichage de 14 000 kHz correspondant à la fréquence de fonctionnement du transceiver sur la bande 20 m, etc.

En conséquence, nous devons pré-positionner le compteur sur les fréquences suivantes pour le mode U.S.B. :

Bandes 160 m	700 kHz
80 m	2 700 kHz
40 m	6 200 kHz
20 m	13 200 kHz
15 m	20 200 kHz
11 m	26 200 kHz
10 m (A)	27 200 kHz
10 m (B)	27 700 kHz
10 m (C)	28 200 kHz
10 m (D)	28 700 kHz
WWV (10 MHz)	9 200 kHz

Dans ce dernier cas, on pré-positionne en réalité sur 9 200, mais avec 1 à l'avant (soit 19 200) afin d'obtenir l'affichage : 10 000 kHz.

Pour le mode L.S.B., une commutation ajoute 3 kHz à tous les pré-positionnements indiqués.

Ces pré-positionnements sont obtenus en reliant ensemble les points A, C, E (le point D étant connecté à la masse, et les points B et F étant laissés libres). C'est le câblage représenté sur notre schéma. Quelques rares transceivers utilisent un pilote V.F.O. présentant une variation de fréquence de 8 400 à 8 900 kHz. Les pré-positionnements sont évidemment différents et ils sont alors obtenus en reliant ensemble les points A, D, F, le point C étant relié à E, et le point B étant connecté à la masse.

A l'intention de nos lecteurs intéressés, nous signalons qu'un afficheur digital pré-positionnable convenant à un VFO fonctionnant sur 5 MHz a été décrit dans le numéro de janvier 1981 de Radio – R.E.F.

L'affichage de la fréquence est fait par six digits : (2) MHz ; (3) kHz — (1) centaines de Hz. Dans l'utilisation avec un transceiver, l'affichage correspondra donc à la fréquence d'émission et à la fréquence de réception ; si cette dernière est légèrement modifiée par la mise en service d'un « clarifier » (ou R.I.T.), l'affichage de la fréquence-réception se trouve également modifiée en conséquence.

Comme nous l'avons dit, la fréquence d'« horloge » est issue d'un quartz de référence à 10 MHz dont on peut ajuster très exactement l'oscillation en comparaison avec WWV (ou MSF) grâce à un condensateur ajustable 6-60 pF.

●

L'alimentation est obtenue à partir d'un transformateur avec secondaire 2 × 6 $V_{eff.}$ fournissant une tension de + 5 à 6 V pour les afficheurs et les témoins LED, et une tension stabilisée de + 5 V par l'intermédiaire d'un régulateur IC_{21} pour les circuits intégrés.

Les semi-conducteurs employés dans le montage sont les suivants :

Témoins :
LED (D_1 - D_2) = CQY 24 A.

Diodes :
D_3 à D_7 = 1N 4001.

Diodes :
D_8 à D_{62} = 1N 914 ou 1 N 4148. Ces 54 diodes sont montées verticalement et soudées sur les connexions qui se croisent (circuit à double face), à l'intérieur de chaque cercle du dessin, comme cela est indiqué en gros plan (matrice de diodes).

Transistor :
Q_1 = BC 413 C, BC 384 ou 2N 5133.

Circuits intégrés :
IC_1, IC_9 = SN 7400.
IC_2, IC_3, IC_4, IC_5, IC_6, IC_{11}, IC_{13} = SN 7490.
IC_7 = SN 7492.
IC_8 = SN 7420.
IC_{10} = SN 7474.
IC_{12}, IC_{14} = MC 8280.
IC_{15}, IC_{16}, IC_{17}, IC_{18}, IC_{19}, IC_{20} = SN 7447.
IC_{21} = LM 309 K.

Afficheurs :
AF_1, AF_2, AF_3, AF_4, AF_5, AF_6 = FND 507 Fairchild. Il est évidemment possible d'employer tout autre type d'afficheur à 7 segments (à diodes luminescentes

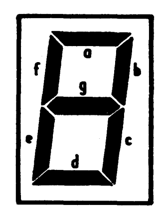


Fig. XVIII-7

et anode commune) ; il suffit simplement de respecter le brochage de l'afficheur. La figure XVIII-7 montre le repérage des segments a, b, c, d, e, f, g (pour tous les afficheurs) que l'on doit connecter en correspondance sur les sorties de 9 à 15 des décodeurs SN 7447 (voir IC 20).

L'entrée coaxiale du fréquencemètre doit être reliée en dérivation sur la sortie du pilote VFO du transceiver (après les étages tampons) ; la liaison est effectuée par une portion de câble coaxial 52 Ω de petit diamètre. La plupart des transceivers comportent une prise pour le branchement éventuel d'un VFO *extérieur ;* on pourra également utiliser cette prise pour la connexion du fréquencemètre.

La bobine L comporte 20 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm enroulés jointifs sur un mandrin de 10 mm de diamètre avec noyau de ferrite (3,3 μH).

L'ensemble de l'appareil est monté dans un coffret métallique de 250 × 160 × 100 mm. Sur le panneau avant, nous avons le commutateur de bandes (Inv. 2), l'inverseur de mode LSB ou USB (Inv. 1) avec les LED correspondantes et évidemment les 6 afficheurs. Sur le dessus, il importe de prévoir des ouvertures d'aération, ainsi qu'un trou pour le passage d'un tournevis pour le réglage du condensateur ajustable du quartz 10 MHz. Le régulateur de tension IC_{21} (muni de son radiateur) est monté à l'arrière et à l'extérieur du boîtier. A l'arrière également, nous avons la sortie du fil d'alimentation secteur, ainsi que la prise coaxiale d'entrée.

L'étalonnage se limite au réglage du condensateur ajustable en série avec le quartz ; cet étalonnage pourra être vérifié périodiquement, mais il ne devra se faire qu'à la suite d'un pré-chauffage d'une vingtaine de minutes de l'appareil. Le transceiver est accordé sur la réception de WWV (10 MHz) et le commutateur de bandes du fréquencemètre est également placé sur la position WWV. S'il y a déréglage, on entendra le battement interférentiel entre WWV et l'oscillation du quartz 10 MHz. Il suffit alors d'amener l'interférence au battement nul en réglant le condensateur ajustable.

Pour terminer, disons qu'une telle construction n'est cependant pas du domaine de l'amateur débutant.

§ 3. — Contrôleur de champ Monitor H.F.

Tout émetteur peut être avantageusement complété par un contrôleur de champ, auquel on peut faire cumuler la fonction de « monitor » également. Cet appareil (fig. XVIII-8) comporte un circuit oscillant LC accordé sur la fréquence de travail et excité par une petite antenne A ; cette dernière peut être constituée, par exemple, par une tige métallique ou un morceau de fil quelconque. Pour les diverses bandes de travail, on peut prévoir le changement d'accord, soit par des prises sur la bobine, soit par bobinages interchangeables.

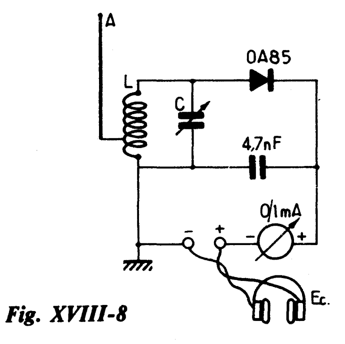


Fig. XVIII-8

Les tensions apparaissant aux bornes du circuit accordé sont détectées par une diode OA 85 (ou similaire). Le courant redressé est mesuré par un milliampèremètre de déviation totale 1 mA, dont les indications permettent de procéder facilement aux divers réglages de l'émetteur (le milliampèremètre indique évidemment des lectures *relatives* de la valeur du champ).

Un casque Ec, de résistance 2 000 ou 4 000 ohms, complète ce contrôleur et permet son utilisation en « monitor » ; on peut apprécier ainsi, en première approximation, la qualité de la modulation dans l'antenne (modulation d'amplitude uniquement).

•

Contrôleur de champ - Monitor sensible

Le schéma complet de cet appareil, présentant une bonne sensibilité, est représenté sur la figure XVIII-9.

La tête H.F. ou V.H.F. est toujours la même : L_a = bobine de couplage d'antenne ; L + CV = circuit d'accord et diode de détection D.

L'enroulement L_a comporte environ le tiers du nombre de tours de L ; la prise sur L pour la diode est sensiblement médiane. Nous ne redonnerons pas les caractéristiques de L + CV (circuit qui doit évidemment s'accorder sur la bande à contrôler) ; cet ouvrage comporte suffisamment d'exemple de ce genre (tant pour les bandes décamétriques que pour V.H.F.) et cela nous dispense d'y revenir.

L'alimentation de l'ensemble s'effectue sous 9 volts (deux piles ordinaires de 4,5 V connectées en série).

Le circuit de mesure de champ comporte trois transistors Q_1, Q_2, Q_3, du type 2N 2222 (ou similaires). Les transistors Q_2 et Q_3 constituent un pont que l'on équilibre par le potentiomètre Pot. 1 de 10 kΩ bobiné linéaire. Entre les collecteurs est monté le microampèremètre (100 μA) ; un potentiomètre Pot. 2 de 5 kΩ linéaire connecté en résistance variable, permet de régler la sensibilité de l'appareil.

Le transistor Q_1 est commandé par la composante continue positive filtrée issue de la détection, et commande à son tour le déséquilibre du pont en agissant sur Q_2. Ce déséquilibre est d'autant plus important que le signal reçu est puissant.

Parallèlement, les signaux B.F. détectés (modulation d'amplitude uniquement) sont appliqués à un potentiomètre Pot. 3 (5 kΩ log.) qui permet le réglage du volume sonore. Le transformateur Tr. est élévateur d'impédance (2 000/20 000 Ω) ; un modèle miniature des surplus, ou autre provenance, convient très bien, ses caractéristiques n'étant nullement critiques.

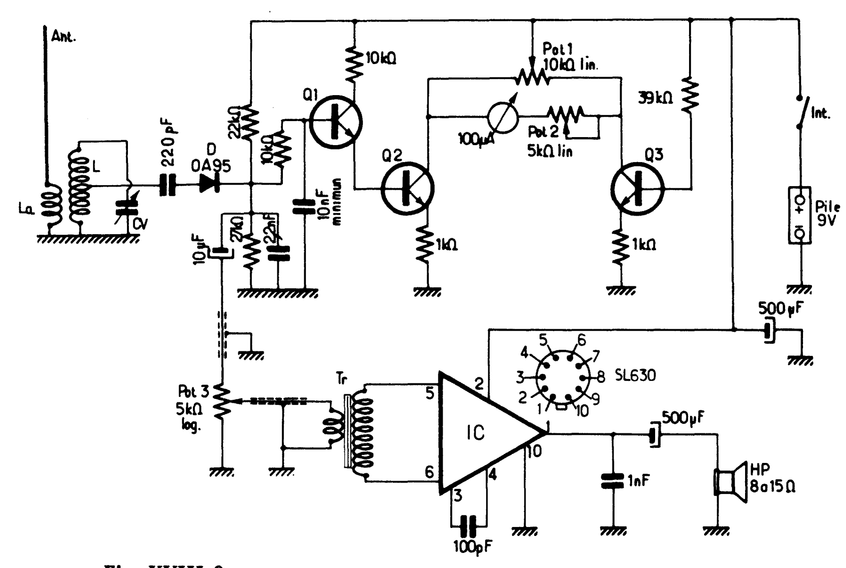


Fig. XVIII-9

Le secondaire de ce transformateur est relié aux entrées différentielles d'un circuit intégré IC (type SL 630 - Plessey) dont les branchements à effectuer sont indiqués sur le schéma. Ce circuit intégré alimente un petit haut-parleur à champ permanent de 12 cm de diamètre (bobine mobile de 15 Ω de préférence).

L'ensemble est monté dans un petit coffret métallique dont la présentation est laissée au goût du réalisateur.

Du fait de son excellente sensibilité, notamment en mesureur de champ, cet appareil permet de vérifier d'une manière très efficace le niveau de sortie d'un émetteur, le rayonnement d'une antenne d'émission, et donc d'en parfaire les réglages en observant les indications du microampèremètre. En passant, nous rappelons que pour être précis et valable, un diagramme de rayonnement ne doit pas être relevé et tracé *trop près* de l'antenne d'émission ; il faut donc disposer d'un contrôleur de champ sensible susceptible de fonctionner à une distance suffisante.

§ 4. — Mesure des courants et puissances H.F.

Voyons d'abord le cas d'un courant de faible valeur. Le principe de la mesure est le suivant : on intercale dans le circuit parcouru par la faible intensité H.F. à mesurer, une résistance R de quelques dizaines d'ohms environ (fig. XVIII-10), résistance au carbone non inductive, bien entendu. A

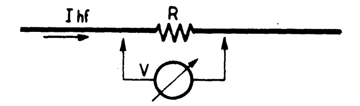


Fig. XVIII-10

l'aide d'un voltmètre électronique V muni de sa sonde redresseuse, on mesure la tension E aux bornes de la résistance R. L'intensité I cherchée est sensiblement égale à :

$$\frac{E}{R}$$

Lorsque l'intensité H.F. est plus importante (au moins 150 mA), on peut faire appel à un milliampèremètre ou à un ampèremètre *thermique* que l'on intercale tout simplement dans le circuit (fig. XVIII-11-A). On peut également employer le montage avec thermocouple T de la figure XVIII-11-B ; le thermocouple est intercalé dans le circuit à mesurer par ses bornes A et B ; aux bornes C et D, on branche un milliampèremètre à cadre ordinaire. Naturellement, ce dernier est étalonné en intensité haute fréquence parcourant la connexion AB du thermocouple.

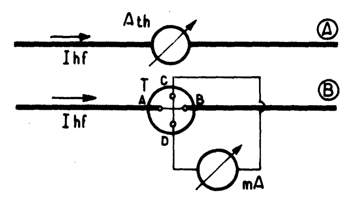


Fig. XVIII-11

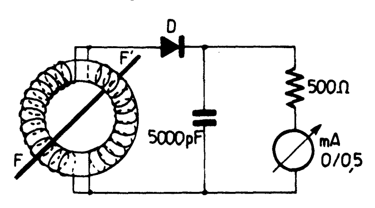


Fig. XVIII-12

Enfin, un autre moyen consiste à utiliser un petit transformateur d'intensité (fig. XVIII-12) constitué par un enroulement double en forme de tore comportant 2 fois 40 spires de fil 30/100 émaillé, bobinées sur une forme (naturellement toroïdale) en ferrite. Le fil FF' parcouru par l'intensité H.F. à mesurer, passe dans l'axe du tore. Un redressement est effectué par un détecteur D genre 1N34 ; la lecture est faite sur le milliampèremètre à cadre mA qui, comme précédemment, est étalonné en intensité H.F. parcourant le fil FF'.

L'étalonnage de ces instruments ne requiert pas une précision absolue chez l'amateur, car il s'en sert généralement pour mesurer le courant dans un feeder d'antenne, les indications obtenues n'étant souvent utilisées que comme points de comparaison ou de repère.

Wattmètre H.F. de ligne

Rappelons ici que des procédés simples de mesure de la puissance H.F. des émetteurs ont été examinés au § 8 du chapitre XIII ; en fait, il s'agissait davantage d'appréciations que de réelles mesures. Aussi bien, est-ce la construction d'un véritable wattmètre H.F. qui va faire l'objet des lignes suivantes.

Le schéma complet de l'appareil est représenté sur la figure XVIII-13. Correctement réalisé et étalonné, il peut convenir pour toute fréquence comprise entre 3 et 30 MHz (donc toutes bandes décamétriques) ; il permet en outre l'adaptation de la charge et de l'impédance en sortie de l'émetteur, ainsi que l'évaluation du rapport d'ondes stationnaires.

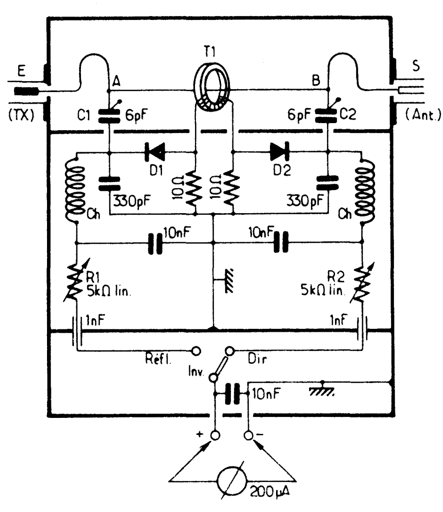


Fig. XVIII-13

L'appareil doit être obligatoirement monté dans un coffret métallique avec deux cloisons de séparation comme cela est représenté sur le schéma (dimensions approximatives du coffret : 14 × 14 × 6 cm). L'appareil de mesure, un microampèremètre de 200 μA, peut être fixé sur le coffret ; mais on peut également employer un appareil de mesure séparé.

Deux fiches coaxiales (mâle pour l'entrée E ; femelle pour la sortie S) sont soudées au boîtier. On prend un morceau de câble coaxial de 25 à 30 mm de long que l'on débarrasse de son revêtement vinylique externe et de sa gaine métallique ; on ne conserve donc que le conducteur central entouré de son isolant en polyéthylène. Ce morceau de câble est utilisé pour la liaison entre la fiche E et le point A. Un morceau *identique* de câble est employé pour la liaison entre le point B et la fiche S. Enfin, un morceau de câble, toujours préparé de la même façon mais un peu plus long, est utilisé pour la jonction entre A et B en passant *au centre* du transformateur toroïdal T_1. Ce dernier comporte 35 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm enroulés sur une bague de ferrite.

Du point de vue réalisation pratique, il importe de s'astreindre à exécuter un montage rigoureusement symétrique. Les bobines d'arrêt *Ch* sont du type 500 μH. Les diodes D_1 et D_2 sont des 1N 34 A ou des AA 119, de préférence appariées ; les deux résistances au carbone de 10 Ω 1 W doivent également être appariées (même valeur sélectionnée à l'ohmmètre).

L'étalonnage en watts H.F. nécessite l'emploi d'une résistance non inductive de charge de 50 ou 75 Ω (selon l'impédance de la ligne) et d'une puissance maximale de 100 W. Il faut aussi un ampèremètre H.F. (pour application de la formule $P = I^2 R$) ou un voltmètre H.F. (voltmètre électronique à sonde) permettant l'application de la formule $P = E^2/R$.

On place l'inverseur *Inv.* sur *Dir.* (puissance incidente directe) ; on monte la résistance de charge de 50 ou de 75 Ω (selon le cas) à la sortie S. L'entrée E est par ailleurs reliée à la sortie de l'émetteur. On effectue, en même temps, soit la mesure de l'intensité traversant la résistance de charge ou parcourant la ligne entre l'émetteur et l'entrée E, soit la mesure de la tension H.F. aux bornes de la résistance de charge. On ajuste la puissance de l'émetteur afin d'obtenir par le calcul (application de l'une des deux formules précédentes) une puissance H.F. de 100 W. Il convient alors d'ajuster la résistance R_2 pour obtenir la déviation totale de 200 μA du microampèremètre. Pour cette déviation,· nous pourrons donc inscrire 100 W.

Si l'on ne dispose pas d'un émetteur susceptible de délivrer 100 watts H.F. (ce qui est fréquent), il suffit de choisir une puissance moindre. Prenons, par exemple, une puissance de 50 W ; nous ajusterons R_2 pour obtenir une déviation de 125 μA. En effet, la déviation du microampèremètre n'est pas linéairement proportionnelle à la puissance ; en vérité, nous avons :

100 watts	200 μA
90 watts	180 μA
80 watts	170 μA
70 watts	155 μA
60 watts	145 μA
50 watts	125 μA
40 watts	105 μA
30 watts	85 μA
20 watts	65 μA
10 watts	40 μA
5 watts	20 μA

Cette remarque est également valable pour toutes les procédures suivantes où nous continuerons cependant à dire 100 W.

Plaçons maintenant l'inverseur *Inv.* sur *Réfl.* (puissance réfléchie due aux ondes stationnaires éventuelles) ; court-circuitons provisoirement R_1 et réglons le condensateur ajustable à air C_2 afin que l'aiguille du microampèremètre demeure à zéro.

Inversons provisoirement le fonctionnement de l'appareil en inversant les câbles aboutissant à l'entrée et à la sortie ; autrement dit, le wattmètre est alimenté par S et la charge (50 ou 75 Ω) est connectée en E. Supprimons le court-circuit de R_1, appliquons la puissance H.F. indiquée de 100 W et réglons R_1 pour l'obtention de la déviation totale (200 μA) du microampèremètre.

Commutons de nouveau l'inverseur sur *Dir.* ; court-circuitons R_2 et ajustons C_1 afin que l'aiguille du microampèremètre reste à zéro.

Supprimons le court-circuit de R_2 et reconnectons l'appareil dans le bons sens ; vérifions qu'une puissance de 100 W provoque bien la déviation totale du microampèremètre (*Inv.* sur *Dir.).*

Pour arriver à ce résultat, il est souvent nécessaire de reprendre plusieurs fois la succession des réglages indiqués. En cas d'impossibilité; cela peut provenir d'une mauvaise symétrie du montage, d'un blindage incorrect de la section H.F. supérieure, ou d'une différence de caractéristiques entre les diodes D_1 et D_2 ou entre les résistances de 10 Ω.

En utilisation normale, la résistance de charge est évidemment remplacée *par l'antenne,* et le wattmètre peut être laissé en permanence à la sortie de l'émetteur en fonctionnement si on le désire.

Rappelons que les mesures de la puissance incidente directe et de la puissance réfléchie permettent de déterminer le facteur de réflexion, et donc le rapport d'ondes stationnaires : voir plus loin au paragraphe 7.

En conséquence, il va sans dire que la mesure de la puissance réfléchie doit toujours donner une valeur aussi faible que possible. En fait, la puissance réfléchie doit être soustraite de la lecture de la puissance incidente directe pour obtenir la valeur de la puissance H.F. réelle qui sera normalement rayonnée.

§ 5. — Dip-mètre « toutes bandes »

Devons-nous rappeler tout d'abord ce qu'est un dip-mètre ? C'est un oscillateur H.F. à fréquence variable muni d'un indicateur accusant la variation du courant d'oscillation lorsqu'un circuit à mesurer (circuit absorbant) vibre sur la fréquence propre d'oscillation de l'appareil.

On peut dire aussi qu'un dip-mètre fonctionne à l'inverse d'un ondemètre à absorption ; mais nous le verrons plus loin, un dip-mètre peut également être utilisé en ondemètre à absorption...

Le principe général de l'utilisation d'un dip-mètre est représenté sur la figure XVIII-14-1. Sur cette figure, nous avons pris le cas général de l'étude d'un circuit accordé anti-résonnant L_X C_X ; le couplage peut être fait, soit en couplant directement L_X à L, soit au moyen d'une ligne à basse impédance de longueur quelconque, terminée par deux boucles couplées au côté froid des bobines, si l'ensemble L_X C_X est difficilement accessible avec l'appareil.

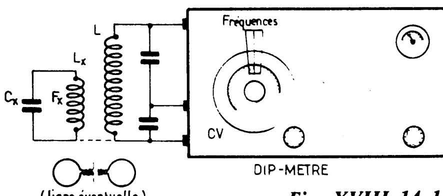


Fig. XVIII-14-1

Avec un tel circuit antirésonnant, si nous connaissons C_x, on déduit facilement L_x (détermination de la valeur des bobines) par la relation :

$$L_x = \frac{253{,}28 \times 10^8}{F^2 C_x}$$

dans laquelle F^2 est le carré de la fréquence d'oscillation de l'appareil au moment de l'absorption accusée par l'indicateur ; L_x en microhenrys (μH) ; C_x en picofarads (pF) ; F en kilohertz (kHz).

Si, par contre, nous connaissons L_x, nous déduirons la valeur de C_x (détermination de la valeur des capacités) par la relation :

$$C_x = \frac{253{,}28 \times 10^8}{F^2 L_x}$$

(mêmes unités que précédemment).

Dans le cas plus général où L_x et C_x sont inconnus, on voit tout de suite la fréquence de résonance F_x de l'ensemble, par simple lecture de la fréquence d'oscillation de l'appareil au moment de l'absorption accusée par l'indicateur (étalonnage d'un ondemètre à absorption, vérification des circuits accordés d'un récepteur, mesure de la fréquence de résonance d'une antenne, etc.).

Précisons que si l'on veut se fier à l'étalonnage en fréquences pré-établi sur le dipmètre « non chargé » (c'est-à-dire non couplé avec un circuit absorbant quelconque), il faut absolument faire un couplage excessivement lâche entre l'oscillateur et le circuit à étudier. Sinon la fréquence d'oscillation du dip-mètre risque d'être modifiée. Mais, de toute façon, on peut faire une lecture exacte en abandonnant les courbes d'étalonnage et en procédant comme suit : le radio-amateur possède toujours un récepteur de trafic soigneusement étalonné ; sans toucher ni au circuit en étude, ni à son couplage avec le dip-mètre, recherchons l'oscillation de ce dernier sur le cadran du récepteur. Il ne reste, évidemment, qu'à lire la fréquence de l'oscillation (qui est naturellement aussi la fréquence de résonance du circuit à mesurer) sur le cadran de ce récepteur.

Indiquons aussi la possibilité de détermination de la longueur d'une ligne 1/4 d'onde ou 1/2 onde (coaxiale ou non) souvent nécessaire dans les mesures sur les antennes. Si l'on connaît approximativement le coefficient de vélocité du câble, on peut déterminer à peu près la longueur d'un « quart d'onde » et on procède à la vérification de la fréquence de résonance en couplant la bobine du dip-mètre à la boucle formant le court-circuit A à l'une des extrémités ; voir figure XVIII-14-2. La fréquence de résonance trouvée renseigne sur ce qu'il convient de faire : câble trop long, ou au contraire trop court, pour avoir l'accord sur la fréquence souhaitée. Précisons bien que dans le cas représenté sur la figure, on mesure un quart d'onde ; pour mesurer une demi-onde, la portion de câble doit être court-circuitée à ses deux extrémités (A et B).

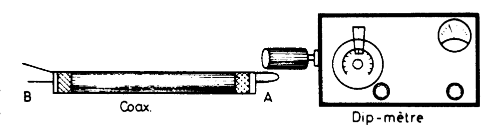


Fig. XVIII-14-2

Le schéma général du dip-mètre à transistor MOSFET est représenté sur la figure XVIII-15. L'oscillateur est du type Colpitts à drain à la masse (du point de vue H.F.) utilisant un transistor MOSFET à double porte du type BFS 28 ou BFR 84 (de la R.T.C.).

Le niveau de l'oscillation est détecté par une diode D_1 et amplifié par le transistor Q_2 commandant l'indicateur constitué par un milliampèremètre de 1 mA de déviation totale.

La transconductance du transistor Q_1, et par conséquent l'amplitude de l'oscillation générée, est commandée par le potentiomè-

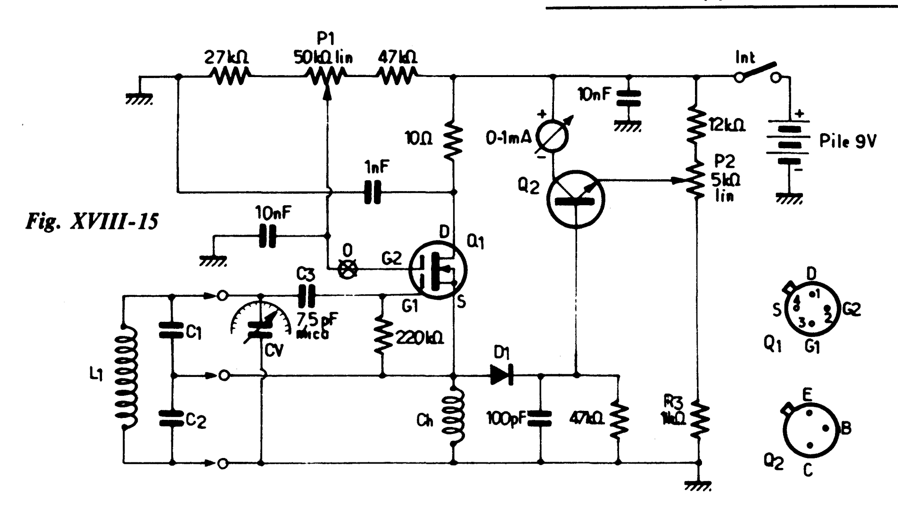


Fig. XVIII-15

tre P_1 ajustant la tension de porte G_2. Lorsque cette dernière est de l'ordre de + 5 V, sur la source de Q_1 nous disposons d'une oscillation de 10 V crête à crête environ.

Le potentiomètre P_2 permet d'ajuster la sensibilité de l'indicateur, ou plus exactement permet d'obtenir la déviation souhaitée de cet indicateur.

L'indicateur, comme nous l'avons dit, est un milliampèremètre de déviation totale pour 1 mA. On peut employer des milliampèremètres présentant une déviation totale pour des intensités moindres ; il suffit alors de modifier en conséquence la valeur proposée pour la résistance R_3. La fréquence d'oscillation est évidemment fonction de la bobine L et des condensateurs C_1, C_2 (ainsi que du réglage du condensateur variable CV). Nous couvrons toute la bande de fréquences de 2,3 à 200 MHz à l'aide de 9 bobinages.

L'alimentation est fournie par une pile de 9 V avec une consommation approximative de 20 mA. Lorsque les potentiomètres P_1 et P_2 sont réglés à mi-course, on obtient approximativement les tensions suivantes :

Drain de Q_1 = 9 V

G_2 de Q_1 = 4,1 V

Collecteur de Q_2 = 9 V

Emetteur de Q_2 = 3,9 V

Base de Q_2 = 4,5 V

Toutes les résistances sont d'une puissance de 0,5 W ; tous les condensateurs sont du type disque céramique (sauf les condensateurs C_1, C_2 et C_3 qui sont du type mica argenté). La bobine d'arrêt Ch est constituée par un ou deux enroulements nids d'abeilles récupérés sur une bobine R 100.

Le condensateur variable CV est du type 40 à 50 pF air de récupération militaire U.S. ; il sera avantageusement commandé à l'aide d'un petit démultiplicateur planétaire muni d'un index se mouvant sur un cadran.

Par ailleurs, nous avons :

D_1 = Diode germanium OA 95 ou AA 119

Q_1 = BFS 28 ou BFR 84

Q_2 = BCW 73 - 16, ou BSX 45, ou BSW 62

L'ensemble des composants est implanté sur une plaquette à trous, elle-même montée à l'intérieur d'un coffret métallique comportant les deux potentiomètres, le milliampèremètre, le condensateur variable (et sa commande avec vernier) et les trois douilles pour le branchement des différents bobinages. Les dimensions du coffret utilisé sont les suivantes : 140 × 80 × 65 mm ; mais elles dépendent essentiellement de l'encombrement du condensateur variable et du milliampèremètre employés.

Les bobinages sont confectionnés sur des tubes de carton bakélisé de 25 mm de diamètre ; chaque tube est serti dans un support à broches qui permet le branchement facile de la bobine dont on a besoin dans les douilles fixées sur le coffret. Pour chaque bande, les condensateurs C_1 et C_2 sont montés à l'intérieur du tube supportant le bobinage.

Sauf indication spéciale, tous les bobinages sont confectionnés avec du fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm.

Caractéristiques de fabrication :

Gamme de 2,3 à 4 MHz : L_1 = 70 tours ; $C_1 = C_2$ = 15 pF.

Gamme de 3,4 à 5,1 MHz : L_1 = 38 tours ; C_1 = 10 pF ; C_2 = 33 pF.

Gamme de 4,8 à 8 MHz : L_1 = 25 tours ; mêmes condensateurs que ci-dessus.

Gamme de 7,9 à 13 MHz : L_1 = 14 tours ; mêmes condensateurs que ci-dessus.

Gamme de 12,8 à 21,2 MHz : L_1 = 6 tours ; mêmes condensateurs que ci-dessus.

Gamme de 20 à 34 MHz : L_1 = 4,5 tours ; mêmes condensateurs que ci-dessus.

Gamme de 33 à 60 MHz : L_1 = 2,5 tours ; mêmes condensateurs que ci-dessus.

Gamme de 59 à 110 MHz : L_1 = 1,5 tour en fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm enroulé sur air, diamètre intérieur de 12 mm, espacement de 3 mm entre spires ; mêmes condensateurs que ci-dessus.

Gamme de 90 à 200 MHz : L_1 = fil de cuivre de 20/10 de mm d'une longueur de 25 mm replié en forme d'épingle à cheveux ; espacement de 10 mm entre les deux branches ; pas de condensateurs C_1 et C_2.

Pour l'étalonnage, on trace évidemment une courbe par bande (fréquence en fonction de la graduation du vernier du condensateur variable). Cet étalonnage s'effectue par battement avec un récepteur de trafic « ondes décamétriques » ou V.H.F., comme s'il s'agissait d'un V.F.O. ou d'un générateur H.F. quelconque.

On peut utiliser aussi l'appareil comme un simple ondemètre à absorption. Dans ce cas, au point O, il faut prévoir un petit interrupteur à bascule ; lorsqu'on ouvre cet interrupteur, le transistor Q_1 est pratiquement bloqué. La bobine L est alors couplée au circuit ou à l'étage à mesurer (V.F.O., émetteur, etc.) ; la déviation du milliampèremètre indiquera le passage sur la fréquence de l'oscillation mesurée.

Notons enfin qu'il ne faut jamais coupler fortement un dip-mètre (à semi-conducteurs) à un émetteur en fonctionnement sous peine de détérioration des transistors ou autres composants.

En définitive, le dip-mètre proposé est un appareil qui permet de vérifier, avec une précision généralement suffisante, la fréquence de résonance de n'importe quel circuit, libre ou monté, sous tension ou non.

Calibrateur 100 kHz/1 MHz

Il serait ridicule d'énumérer les innombrables services qu'un tel appareil peut rendre, aussi bien à l'amateur, à l'OM, etc. qu'au professionnel : étalonnage de récepteurs, étalonnage de générateurs H.F., étalonnage de V.F.O., etc., et vérification desdits étalonnages de temps à autre. Car c'est avant tout un appareil de grande précision. Aussi n'avons-nous pas peur de dire qu'un tel générateur étalon devrait se trouver sur l'établi de tous ceux qui, techniquement, s'occupent de radio.

Certes, de nombreux transceivers commerciaux possèdent un calibrateur 100 kHz incorporé que l'on utilise pour la vérification de l'étalonnage et le calage en fréquences du cadran de l'appareil. Mais bien souvent, on peut avoir besoin par ailleurs d'un tel calibrateur et il n'est pas superflu de pouvoir disposer séparément d'un appareil de ce genre.

Une bonne solution consiste tout simplement à construire le montage proposé sur la figure IV-64, monté dans un petit coffret avec sa pile d'alimentation, et l'on dispose ainsi d'un calibrateur tout à fait autonome.

Un montage plus élaboré est représenté sur la figure XVIII-16 ; les quatre transistors

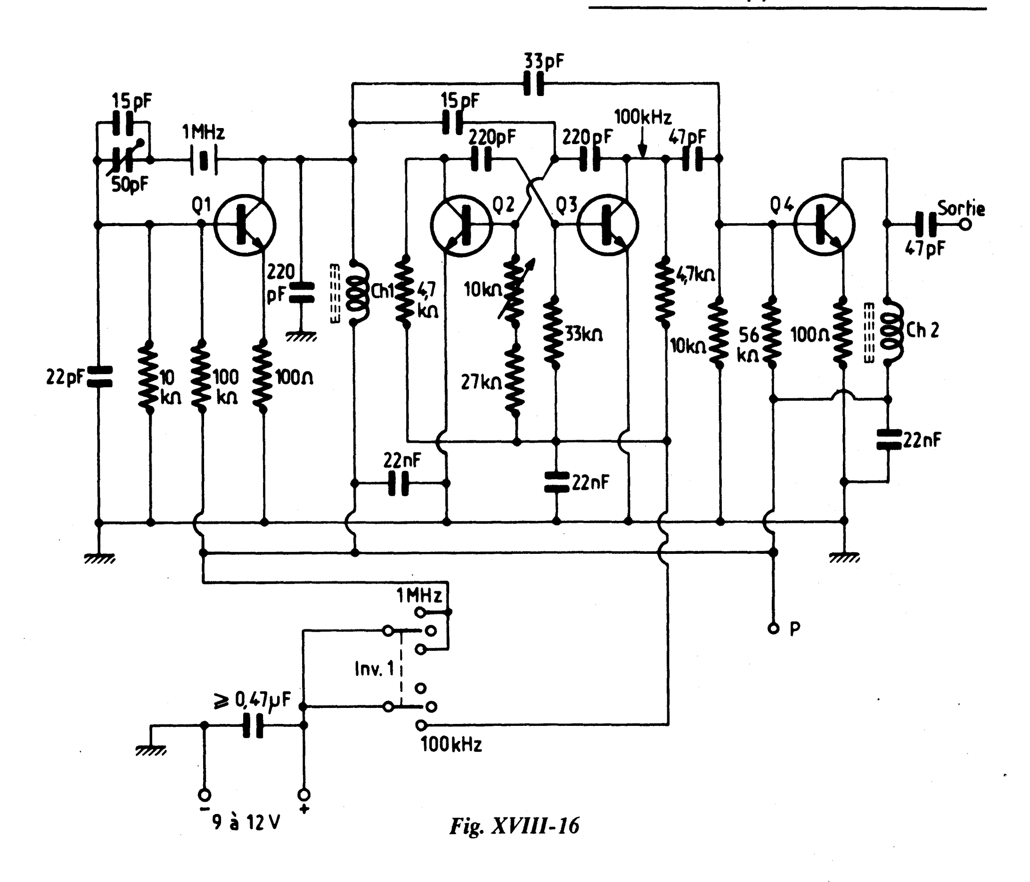


Fig. XVIII-16

utilisés sont des BC 738. Le transistor Q_1 équipe un oscillateur Pierce avec quartz de 1 MHz ; le condensateur ajustable de 50 pF permet le calage précis sur 1 MHz par l'obtention du battement nul du dixième harmonique avec WWV ou MSF (sur 10 MHz). Ensuite, nous avons un multivibrateur constitué par Q_2 + Q_3 oscillant sur 100 kHz (réglage par la résistance ajustable de 10 kΩ) ; mais ce multivibrateur est parfaitement verrouillé sur cette fréquence parce qu'il est synchronisé à partir de l'oscillateur 1 MHz (Q_1). Enfin, le transistor Q_4 équipe l'étage tampon de sortie.

L'alimentation s'effectue à partir d'une tension de 9 à 12 V. La mise en service se fait par la manœuvre de l'inverseur *Inv. 1 ;* sur une position, le calibrateur génère des « pips » espacés de 1 MHz ; sur l'autre position, les « pips » sont espacés de 100 kHz.

Les bobines d'arrêt Ch_1 et Ch_2 sont du type commercial, sur ferrite, de 2,5 à 3,9 mH (non critique).

Le montage proposé peut être complété par l'adjonction d'un petit oscillateur B.F. dit d'identification ou de repérage ; celui-ci est représenté sur la figure XVIII-17. Il s'agit d'un simple oscillateur B.F. à transistor UJT type 2 N 2646 ; l'ajustage de la note s'effectue une fois pour toutes par le réglage de la résistance variable de 10 kΩ. Sa mise en service s'opère par la fermeture de l'interrupteur Int. 2 ; l'alimentation est prise au point P du schéma précédent. Le point marqué BF se connecte sur la base du transistor Q4.

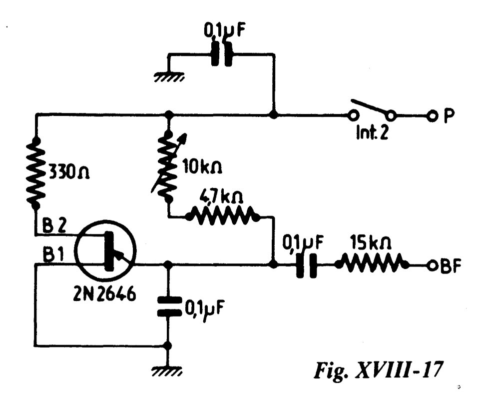


Fig. XVIII-17

Rappelons que des montages simplifiés de calibrateur à quartz 100 kHz, destinés à être incorporés aux récepteurs de trafic, ont été décrits au paragraphe 14 du chapitre IV. Mais un tel marqueur (plus élaboré) peut lui aussi être ajouté sur un récepteur de trafic.

§ 6. — Générateur B.F. de 15 Hz à 100 kHz

Un générateur B.F. pour les essais ou la mise au point des circuits électroniques est généralement bien utile. Il n'est pas toujours indispensable de disposer d'un appareil de laboratoire, mais plutôt d'avoir sous la main un oscillateur B.F. d'un emploi très simple.

Le montage proposé comporte quatre gammes de fonctionnement grâce à la substitution de condensateurs fixes. Une commande manuelle, à l'aide d'un potentiomètre double, permet d'étaler les fréquences sur les plages suivantes :

de 14 kHz à 100 kHz ;

de 1 200 Hz à 17 kHz ;

de 120 Hz à 1 800 Hz ;

de 15 Hz à 200 Hz.

Le schéma de principe du montage (fig. XVIII-18) fait appel à un circuit intégré type µA 741 (ou SFC 2741 C, TBA 221, TBA 222) associé à deux transistors complémentaires.

Le µA741 se présente sous la forme d'un boîtier transistor doté de 8 électrodes de sortie.

La partie oscillatrice reste très simple et ne nécessite en conséquence que très peu de composants discrets. L'oscillateur utilise un montage en pont de Wien, raison pour laquelle un commutateur à deux galettes insère dans les deux branches du pont des condensateurs de même valeur $C_1 = C_6$; $C_2 = C_7$; $C_3 = C_8$; $C_4 = C_9$.

De la même façon, afin de conserver la symétrie, les éléments variables R_3 et R_5 sont jumelés. Il s'agit d'un potentiomètre double à variation « log ».

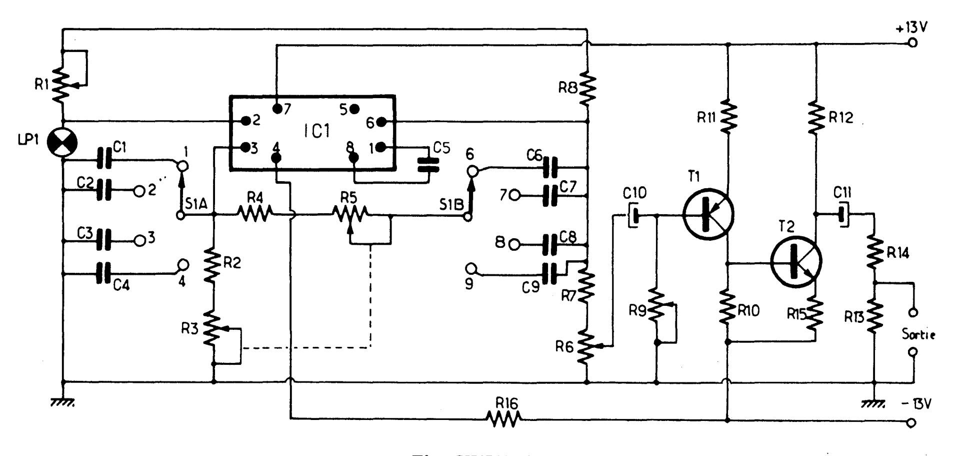


Fig. XVIII-18

Avec ce type de montage, le problème le plus délicat consiste à obtenir une tension de sortie constante en amplitude quelle que soit la valeur de la fréquence désirée.

On peut alors utiliser utilement une commande automatique de gain, mais le montage se compliquerait beaucoup. Dans le montage préconisé, une solution intéressante a été retenue ; elle fait appel à une lampe à incandescence miniature LP_1 sur le schéma de principe.

En effet, la résistance ohmique d'une telle ampoule varie avec la température du filament. De la façon dont est montée l'ampoule, on obtient ainsi une régulation de l'amplitude très efficace en constituant un dispositif de CAG.

Sur le schéma de principe général, on s'aperçoit qu'il est nécessaire de disposer, du fait de l'utilisation du circuit intégré, d'une alimentation symétrique de — 13 V et + 13 V par rapport à la masse.

On peut faire usage d'une alimentation stabilisée ou bien avoir recours à l'emploi de 6 piles de 4,5 V montées trois à trois.

Le potentiomètre R_1 sert de commande de réaction de l'oscillateur, et donc de la linéarité du signal sinusoïdal de sortie. L'ampoule miniature L_{p1} connectée à la suite de ce potentiomètre est du type 23802 de DYNA (3 V 8 mA).

Le potentiomètre R_6, monté en série avec R_7, constitue la commande de niveau. Deux transistors complémentaires sont alors utilisés comme étage tampon et adaptateur d'impédance afin d'obtenir un signal sur une impédance de source constante de 600 Ω indépendant de l'amplitude et de la fréquence délivrée.

La tension maximale de l'onde sinusoïdale disponible est alors de 5 V crête à crête. La résistance de polarisation R_9 permet d'obtenir une tension de sortie maximale de 5 V crête à crête pour une manœuvre totale de R_6. Par ailleurs, du fait de la complémentarité des deux transistors silicium T_1 et T_2, la liaison s'effectue directement.

La sortie est établie au niveau du collecteur de T_2 par l'intermédiaire de C_{11} sur R_{14} et R_{13}.

Liste des composants :

R_1 = potentiomètre linéaire de 100 Ω.
R_2 = 1 800 Ω.
R_3 - R_5 = potentiomètre jumelé 25 kΩ variation « log. ».
R_4 = 1 800 Ω.
R_6 = potentiomètre de 5 kΩ variation linéaire.
R_7 = 47 Ω.
R_8 = 220 Ω.
R_9 = potentiomètre ajustable de 500 kΩ.
R_{10} = 12 kΩ.
R_{11} = 1 800 Ω.
R_{12} = 10 kΩ.
R_{13} = 10 kΩ.
R_{14} = 680 kΩ.
R_{15} = 1 kΩ.
R_{16} = 47 Ω.

Toutes les résistances sont de 0,5 W à ± 5 % de tolérance.

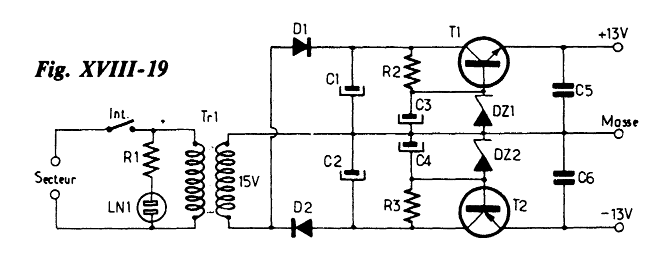
C_1 = 470 nF, polyester.
C_2 = 47 nF, polyester.
C_3 = 4 700 pF, polyester.
C_4 = 330 pF, céramique.
C_5 = 33 pF, céramique.
C_6 = 470 nF polyester.
C_7 = 47 nF, polyester.
C_8 = 4 700 pF, polyester.
C_9 = 330 pF, céramique.
C_{10} = 50 μF/25 V tantale.
C_{11} = 640 μF/25 V.
T_1 = 2 N 2904, BF 178, MC 150.
T_2 = 2 N 2222, MC 140.
S_1 A-B = Commutateur rotatif, 2 galettes, 4 positions.

Pour obtenir un signal de sortie parfaitement sinusoïdal, rappelons qu'il est capital que le potentiomètre de réaction R_1 soit réglé *juste* pour l'entrée en oscillation, sans plus...

Comme nous l'avons précisé, il est possible d'alimenter le dispositif à l'aide d'une alimentation stabilisée délivrant les + et — 13 V par rapport à la masse. Le schéma de principe de la figure XVIII-19 répond à ces exigences.

On utilise pour ce faire, un transformateur ordinaire dont le secondaire délivre une tension de 15 V, 0,3 à 0,5 A. On réalise alors un redressement mono-alternance par

Fig. XVIII-19



l'intermédiaire de deux circuits différents l'un destiné à délivrer + 13 V par rapport à la masse et l'autre — 13 V.

Les deux circuits sont identiques aux polarités près des éléments constitutifs.

Liste des composants de l'alimentation :

R_1 = 100 kΩ 0,5 W ± 10 %.
R_2 = 1 kΩ 0,5 W ± 10 %.
R_3 = 1 kΩ 0,5 W ± 10 %.
C_1 = 640 à 1 000 μF/25 V.
C_2 = 640 à 1 000 μF/25 V.
C_3 = 100 μF 25 V.
C_4 = 100 μF 15 V.
C_5 = 100 nF polyester.
C_6 = 100 nF polyester.
D_1, D_2 = BY 126.
DZ_1, DZ_2 = Zener 13 V, 1,5 W, BZY 95/C13.
T_1 = 2 N 2222, AC 187, AC 127.
T_2 = 2 N 2904, AC 188, AC 128.
$T_{r.1}$ = primaire 110 ou 220 V ; secondaire 15 V/0,3 à 0,5 A.
LN_1 = ampoule témoin au néon.

Bibliographie :

Electronica 216. Le Haut-Parleur 1388.

Générateur B.F. « deux tons » (800 Hz - 2 000 Hz)

Un générateur B.F. « deux tons » c'est-à-dire susceptible de fournir *simultanément* deux fréquences différentes convenablement mélangées, est très utile, nous l'avons vu, pour la mise au point des émetteurs à B.L.U. (voir chapitre XVII).

Le schéma du montage proposé est représenté sur la figure XVIII-20 et nous l'avons extrait de la revue du « Deutsche Amateur Radio-Club ». Il s'agit en fait tout simplement de deux oscillateurs BF à transistors (Q_1 = Q_2 = BC 547 ou similaires) à résistances et capacités en double T, l'un fonctionnant sur 2 000 Hz l'autre sur 800 Hz.

La tension de crête à crête de sortie est de l'ordre de 70 mV. Cette tension de sortie pour chaque oscillateur est fonction du réglage des potentiomètres ajustables Pot. 1 et Pot. 2, lesquels déterminent aussi le bon fonctionnement en oscillateurs sinusoïdaux. La fréquence de chaque oscillateur est réglée aux valeurs indiquées ci-dessus par les potentiomètres ajustables Pot. 3 et Pot. 4. Ces quatre réglages se font une fois pour toutes à la mise au point et n'ont pas à être manœuvrés par la suite.

L'ensemble est donc monté dans un boîtier métallique (y compris la pile d'alimentation de 9 V) ; seuls les potentiomètres Pot. 5 et Pot. 6 auront leur axe sorti et muni d'un bouton, le premier pour l'ajustage et l'équilibrage, le second pour le réglage de la tension BF de sortie. Tous les potentiomètres réglables ou ajustables sont du type à loi de variation linéaire. Sur le boîtier, nous avons évidemment également les deux interrupteurs d'alimentation des oscillateurs et la prise coaxiale blindée de sortie.

Lors de la mise au point, la vérification du signal de sortie doit se faire à l'oscilloscope. L'oscillogramme du haut de la figure XVIII-21 représente le signal pour le fonctionnement « un ton » (800 Hz). Après réglage de la fréquence par Pot. 3, on cherche à obtenir la meilleure sinusoïde possible par le réglage de Pot. 1. On pro-

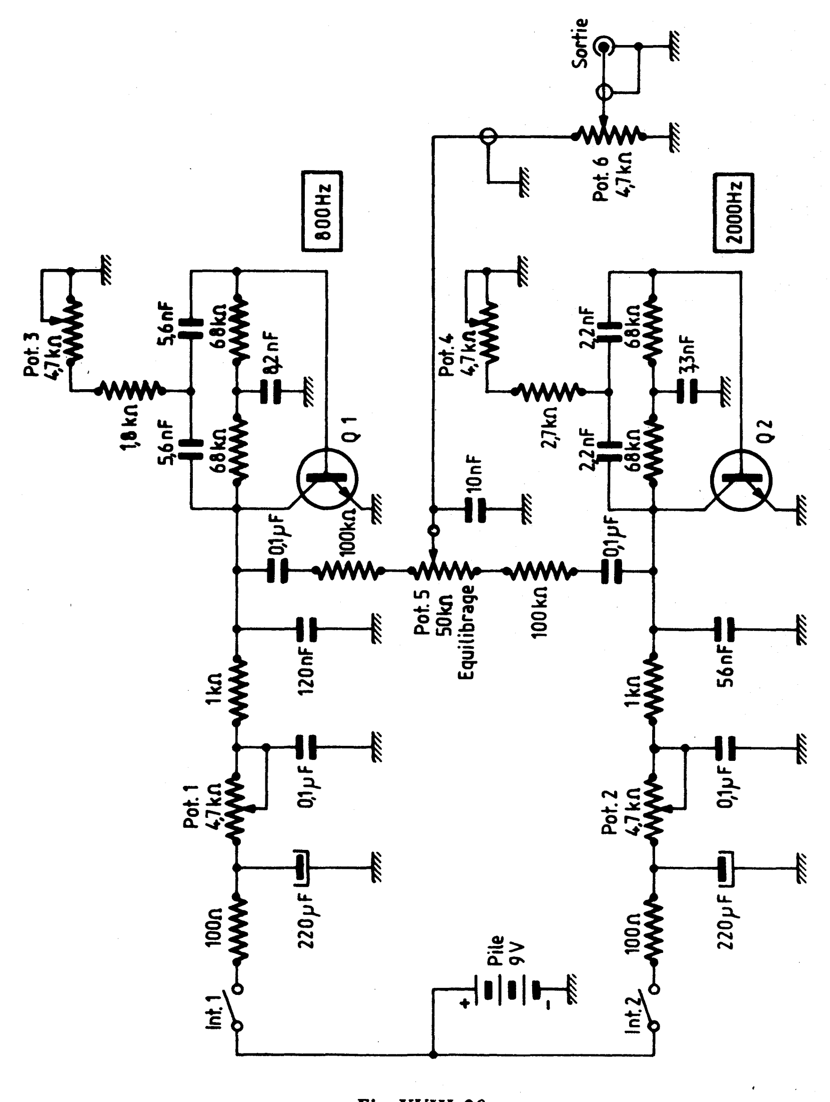
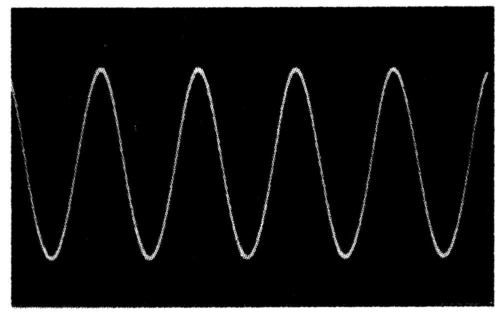


Fig. XVIII-20

cède ensuite de la même façon pour l'oscillateur 2 000 Hz en ajustant Pot. 4 et Pot. 2.

Les deux oscillateurs étant ensuite simultanément en fonctionnement, on règle Pot. 5 afin d'obtenir l'oscillogramme du bas de la figure XVIII-21. On remarquera que les amplitudes maximales de crête doivent être sensiblement identiques dans les deux cas. Naturellement, le potentiomètre Pot. 6 dose le niveau du signal BF « deux tons » appliqué à l'entrée « micro » de l'émetteur à examiner.



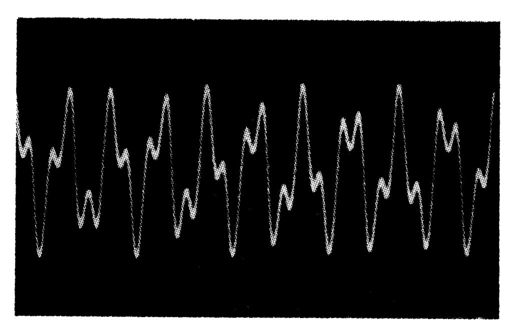


Fig. XVIII-21

§ 7. — L'antennascope Ponts de mesure d'ondes stationnaires Monimatch

Le premier des ponts de mesure que nous allons examiner a été dénommé *« antennascope »* ; sa description a été faite, à l'origine, dans la revue « Radio Televisione » dont nous avons extrait les principaux passages.

L'antennascope est un pont de mesure H.F. permettant l'évaluation du taux d'ondes stationnaires certes, mais permettant aussi la mesure de la résistance de rayonnement d'une antenne et l'adaptation des lignes de transmission.

Le schéma de l'antennascope est montré sur la figure XVIII-22. Si l'on connecte en R_x, une ligne fermée sur une résistance égale à son impédance caractéristique et si l'on fait $R_1 = R_x$, le pont sera en équilibre et le microampèremètre n'accusera aucun courant. Le taux d'ondes stationnaires est alors égal à 1 (condition idéale).

Etant donné que R_1 est variable, le pont peut donc être utilisé pour diverses valeurs d'impédances.

L'impédance centrale d'une antenne est, on le sait, purement ohmique à la réso-

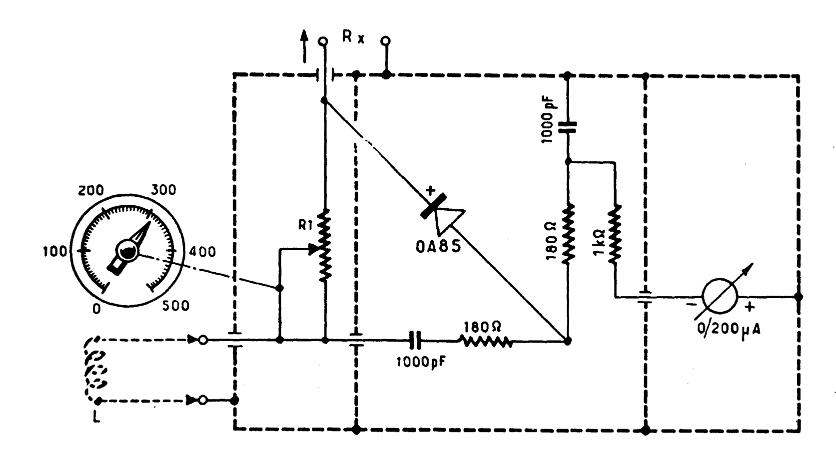


Fig. XVIII-22

nance ; le microampèremètre indiquera donc 0, ce qui correspond à un taux d'ondes stationnaires de 1 lorsque R_1 présente une valeur égale à l'impédance de l'aérien. Tout le principe de l'appareil tient dans ces quelques lignes.

Au point de vue réalisation pratique, l'appareil doit être réalisé dans un boîtier entièrement métallique (trait pointillé sur la figure XVIII-22) avec les cloisonnements indiqués (cuivre ou laiton). Les deux condensateurs sont du type céramique (1 000 pF) ; toutes les résistances sont obligatoirement du type carbone (non inductives). Les deux résistances de 180 Ω doivent être soigneusement appariées (exactement la même valeur mesurée pour l'une et l'autre). Le potentiomètre R_1 est un organe à variation linéaire de 500 Ω et du type carbone (obligatoirement). Ce potentiomètre doit être muni d'un cadran gradué en ohms de 0 à 500 Ω (si possible de 10 en 10), valeurs correspondant à la résistance du potentiomètre selon la position du curseur ; l'axe est muni d'un bouton-flèche ou d'une aiguille fine.

Le microampèremètre présente une déviation totale pour 200 μA. La diode à cristal de germanium est du type OA85 ou similaire. Réaliser des connexions ultracourtes et directes, avec d'excellentes soudures au boîtier.

Pour la mise au point, on couple un générateur H.F. au pont (hétérodyne de mesure, grid-dip, V.F.O., etc.) à l'aide d'une bobine L (une ou deux spires). En R_x, brancher une résistance précise connue : 75 Ω, par exemple, type carbone. En manœuvrant le potentiomètre R_1, la déviation du microampèremètre doit s'annuler en passant sur la graduation 75 (dans l'exemple présent).

Opérer cette même vérification sur diverses fréquences issues du générateur et pour diverses valeurs de R_x connues. En cas de non-correspondance entre les valeurs de R_x et de R_1 (graduation), revoir l'équilibrage du pont : égalité des résistances de 180 Ω, égalité des condensateurs de 1 000 pF ; revoir aussi les blindages internes et la longueur des connexions (ultra-courtes, rappelons-le).

Voyons maintenant, rapidement, quelques utilisations de cet appareil.

Il est possible de mesurer la fréquence de résonance et la résistance de rayonnement d'une antenne, mais on procède différemment selon le type de l'aérien. Avec un dipôle demi-onde accessible, on connecte l'appareil le plus près possible du centre. Ne pas soutenir l'antennascope avec les mains, ni l'appuyer sur des masses métalliques. Régler R_1 vers 50 Ω environ et faire varier la fréquence du générateur de part et d'autre de la fréquence de résonance présumée, de façon à obtenir le zéro (ou tout au moins la déviation minimum) du microampèremètre.

La fréquence de résonance est alors égale à celle du générateur. Ensuite, rechercher encore la déviation minimum du microampèremètre en manœuvrant R_1. La valeur de la résistance de rayonnement (impédance centrale) est égale à celle indiquée par R_1 (valeur comprise entre 10 et 80 Ω).

Pour des fréquences supérieures à 50 MHz, ou lorsque l'antenne n'est pas facilement accessible, connecter l'appareil à l'aérien par l'intermédiaire d'une ligne demi-onde.

Dans le cas d'une antenne folded-dipôle (dipôle replié ou trombone), on procède comme pour le dipôle normal ; mais l'impédance centrale peut atteindre 300 ou 350 Ω en l'absence d'éléments parasites (cette impédance diminuant avec les éléments parasites réflecteur et directeurs). Dans certains cas, on obtient un second minimum voisin de zéro vers 500 Ω et à une fréquence légèrement différente : ne pas tenir compte de ces indications.

Pour les aériens ayant une longueur égale à plusieurs demi-ondes, intercaler l'antennascope directement ou indirectement à un ventre de courant.

Avec une antenne verticale quart d'onde, intercaler l'appareil au point normal d'alimentation, entre la partie la plus basse et la terre. Procédé analogue avec l'antenne « ground-plane » où l'intercalation se fait entre l'élément vertical et les éléments horizontaux.

Pour toutes ces mesures, le microampèremètre n'est à zéro que lorsque le rapport d'ondes stationnaires est égal à 1 ; une lecture de plus en plus forte au microampèremètre indique un taux d'ondes stationnaires de plus en plus élevé. Dans le cas d'antennes vraiment mal conçues ou totalement inadaptées, il est possible que le microampèremètre ne permette pas de déceler les déviations minimales recherchées ; on pourra alors remplacer le microampèremètre de 200 μA par un appareil moins sensible : un milliampèremètre de 1 mA, par exemple.

*
* *

Une variante très intéressante du montage de l'antennascope que nous avons réalisée, est représentée sur la figure XVIII-23. Le pont est constitué d'une part, par la résistance R_1 de 75 Ω et par la résistance R_x (impédance à mesurer), et d'autre part, par les deux résistances déterminées par la position du curseur du potentiomètre *Pot.* La lecture des impédances s'effectue toujours sur le cadran du potentiomètre. Mais cette variante de montage est très intéressante du fait qu'elle situe l'impédance 75 Ω à la moitié de la rotation du potentiomètre ; l'échelle des faibles valeurs se trouve très dilatée, d'où une plus grande précision de lecture pour les valeurs d'impédances d'antennes les plus répandues. La reproduction des graduations du cadran illustre d'ailleurs parfaitement ce que nous venons de dire.

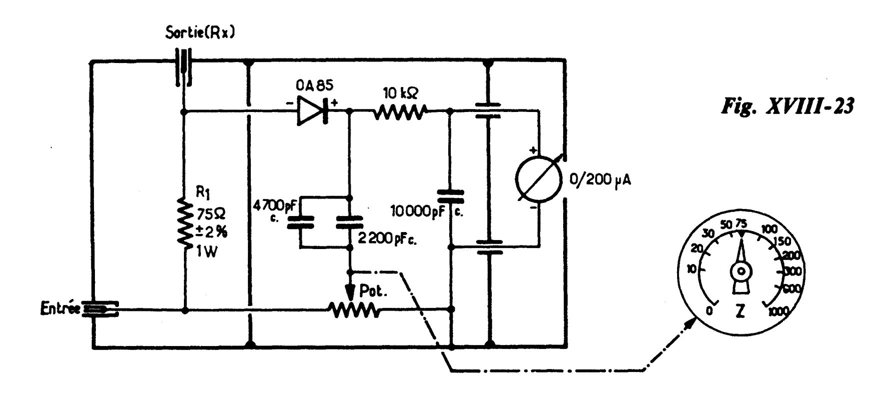


Fig. XVIII-23

Le potentiomètre *Pot.* est du type carbone à piste moulée, de 1 000 Ω 2 W, à variation linéaire. Pour éviter tout déséquilibre parasite du pont, une sage précaution consiste à monter mécaniquement ce potentiomètre d'une façon isolée par rapport à la masse ; il est fixé à l'intérieur du boîtier à l'aide d'une plaquette de rhodoïd auxiliaire et son axe est entraîné par l'intermédiaire d'un flector isolant à couronne en stéatite.

Entrée et sortie sont effectuées par des douilles coaxiales femelle et mâle soudées au boîtier.

Pour l'étalonnage du cadran du potentiomètre, on attaque l'entrée du pont par un signal H.F. ou V.H.F. et l'on place à la sortie R_x diverses valeurs connues et précises de résistances au carbone. Pour chaque résistance, on tourne le potentiomètre afin d'amener le microampèremètre à zéro et l'on inscrit la valeur correspondante sur le cadran. Cela fait, il va sans dire que ce second montage d'antennascope s'utilise de la même façon que le premier.

*
* *

L'emploi de l'antennascope ne se borne pas aux indications ci-dessus. Citons encore les diverses utilisations suivantes :

a) ajustage de la longueur géométrique d'une ligne quart d'onde ou d'une ligne demi-onde par mesure des impédances en

ligne ouverte, ligne fermée ou ligne chargée ;

b) mesure de l'impédance caractéristique d'une ligne (bifilaire, twin-lead ou coaxiale) ;

c) mesure de l'impédance d'entrée d'un récepteur ;

d) mesure de la fréquence de résonance et de l'impédance des circuits de couplage d'antenne, filtres passe-bas (Collins), etc.

●

Mesureurs de T.O.S.

Les ponts de mesure que nous venons de voir permettent notamment de mesurer l'impédance présentée par une antenne ; par déduction et calcul simple, on peut déterminer le taux d'ondes stationnaires (T.O.S.) ou le rapport d'ondes stationnaires (R.O.S.) que l'on obtiendra lors de l'utilisation de l'antenne.

Mais ces ponts de mesure ne peuvent pas être laissés en service continu dans le feeder de liaison à l'antenne et ils ne fournissent donc pas la *lecture directe et permanente* du T.O.S.

*
* *

Le taux d'ondes stationnaires est égal au rapport entre l'impédance Za présentée par l'antenne (au point de raccordement du feeder) et l'impédance caractéristique Zc de ce feeder (l'impédance caractéristique de ce dernier étant égale à l'impédance de sortie de l'émetteur). On a :

$$TOS = \frac{Z_a}{Z_c} \text{ ou } \frac{Z_c}{Z_a}$$

Lorsque Z_a n'est pas égale à Z_c, c'est-à-dire lorsque $TOS > 1$, une certaine puissance H.F. se trouve refoulée, réfléchie. En fait, l'important est le coefficient de réflexion k qui permet de juger de la puissance réfléchie, donc perdue. On a :

$$k = \frac{TOS - 1}{TOS + 1}$$

Prenons le cas d'un émetteur ayant une sortie à 75 Ω d'impédance, donc connectée à une ligne coaxiale de 75 Ω, mais dont l'antenne présente une impédance de 225 Ω. Nous avons :

$$TOS = \frac{225}{75} = 3$$

Notons que si l'antenne présentait une impédance de 25 Ω, nous aurions également :

$$TOS = \frac{75}{25} = 3$$

Le coefficient de réflexion est :

$$k = \frac{3 - 1}{3 + 1} = 0{,}5 \quad \text{(soit 50 \%)}$$

Les tensions et les intensités réfléchies sont les 50 % de la tension et du courant qui existeraient dans une ligne bien adaptée. En conséquence, le rapport « énergie réfléchie/énergie totale » est égal au carré de k. Dans notre exemple :

$$\frac{P \text{ réfl.}}{P \text{ tot.}} = 0{,}5^2 = 0{,}25$$

Donc, 25 % de la puissance est refoulée et 75 % de la puissance est rayonnée.

Si, sur une ligne bien adaptée, on a 100 V et 1 A (H.F.), dans le cas de notre exemple avec TOS = 3 (et donc $k = 0{,}25$), on a :

$$I \text{ réf.} = 1 \times 0{,}5 = 0{,}5 \text{ A}$$
$$E \text{ réf.} = 100 \times 0{,}5 = 50 \text{ V.}$$

Le long de la ligne, l'intensité variera de 1 − 0,5 à 1 + 0,5 A, soit de 0,5 A à 1,5 A (ce qui peut être dangereux pour le coaxial lorsque le T.O.S. devient important).

La tension variera de 100 − 50 à 100 + 50 V, soit de 50 V à 150 V (ce qui peut être dangereux pour les lampes — et surtout les transistors — de l'étage final P.A. lorsque le T.O.S. devient important).

On remarquera que le rapport des extrêmes des tensions (ou des intensités) est égal au T.O.S. (3, dans notre exemple).

Que l'on ne s'imagine surtout pas qu'un T.O.S. de 3 est un cas désespéré ! Nous l'avons vu, avec un tel T.O.S., on perd 25 % de la puissance disponible. Supposons que vous puissiez être reçu S 9 avec 100 W et un T.O.S. de 1 ; avec le T.O.S. de 3, vous n'allez donc rayonner que 75 W, et cela va

se traduire par une baisse de *« un tiers de point S »* chez votre correspondant (puisque l'écart d'un point S correspond à un rapport de puissance de 4), soit environ — 2 dB. Naturellement, pour des T.O.S. supérieurs à 3, il convient d'être très prudent, car l'énergie non rayonnée augmente alors extrêmement rapidement (voir tableau à la fin de ce paragraphe).

Notons aussi qu'une désadaptation uniquement par résistance *pure* (comme nous l'avons indiqué au début de cet exposé) ne peut être que la vue d'un esprit très optimiste... Il y a toujours réactance capacitive ou inductive, ce qui complique sournoisement le problème (lequel n'a plus sa place ici).

Disons également qu'il peut être possible de mesurer un T.O.S. de 1, même avec une importante énergie réfléchie, si le hasard fait bien les choses... c'est-à-dire si le T.O.S.-mètre se trouve d'être intercalé en un endroit favorable !! Lors de la mise au point d'une antenne sur telle ou telle bande, la solution consiste donc à faire *plusieurs* mesures du T.O.S. avec diverses longueurs de câble coaxial ajoutées successivement à la base du feeder. Si toutes les mesures de T.O.S. donnent la même valeur, c'est que tout va bien.

Mais surtout, ne pas s'amuser à prévoir un câble coaxial volontairement trop long, en le raccourcissant ensuite progressivement... jusqu'à ce qu'on obtienne un T.O.S. voisin de l'unité (comme nous avons pu le lire dans certaines publications !) ; une telle solution ne consiste en fait qu'à rechercher l'*accord* du câble coaxial, mais ne résoud rien en ce qui concerne l'antenne. Lorsque le T.O.S. est anormalement élevé, il faut d'abord vérifier la fréquence de résonance de l'antenne considérée seule, et ensuite agir sur le ou les points de connexion du feeder sur ladite antenne.

A propos du T.O.S. et de l'adaptation des antennes, nous devons ici renvoyer le lecteur au chapitre XIII § 4 au cours duquel des boîtes d'accord (ou de couplage) sont décrites. De telles boîtes permettent d'obtenir un T.O.S. de 1 à la sortie de l'émetteur, parce qu'elle réalise une adaptation parfaite de l'ensemble « feeder + antenne » à l'émetteur. Mais si l'antenne proprement dite est désadaptée, elle restera désadaptée et elle ne rayonnera pas mieux pour autant ! On évite simplement que les ondes stationnaires atteignent l'émetteur.

*
* *

Les deux appareils que nous allons examiner maintenant renseignent immédiatement sur la valeur du T.O.S., et ce, d'une façon continue, puisqu'ils peuvent être laissés en permanence sur le feeder d'antenne, à la sortie de l'émetteur (ou du transceiver).

●

Le « Monimatch »

Plusieurs versions de monimatch ont été proposées ; nous avons retenu la plus moderne. Le schéma complet de l'appareil est représenté sur la figure XVIII-24.

L'ensemble est monté dans un coffret métallique M (laiton ou aluminium) de 22 × 14 × 6 cm ; deux prises coaxiales *TX* (pour la liaison à l'émetteur) et *Ant.* (pour la liaison à l'antenne) sont vissées ou soudées sur les côtés du coffret.

Le schéma électrique peut être considéré comme formant deux ponts dos à dos qui permettent l'évaluation de la tension induite *incidente* ou de la tension induite *réfléchie*, par la manœuvre d'un inverseur. L'intensité indiquée par le microampèremètre dépend évidemment de la puissance de l'émetteur, mais aussi, pour un même émetteur, de la bande de fréquences où la mesure est faite (l'intensité augmentant avec la fréquence). C'est la raison pour laquelle il convient de prévoir un potentiomètre (10 kΩ bob. linéaire) en série avec le microampèremètre, ce qui permet de doser la sensibilité de l'appareil.

La « ligne de mesure » est constituée par un tronçon de câble coaxial de même impédance caractéristique que celle du câble utilisé par ailleurs pour l'antenne (donc, généralement 75 Ω), et d'une longueur totale AB = 36 cm. Ensuite :

a) On enlève proprement l'enveloppe plastique extérieure recouvrant ce tronçon de câble, afin de mettre à nu la gaine métallique tressée.

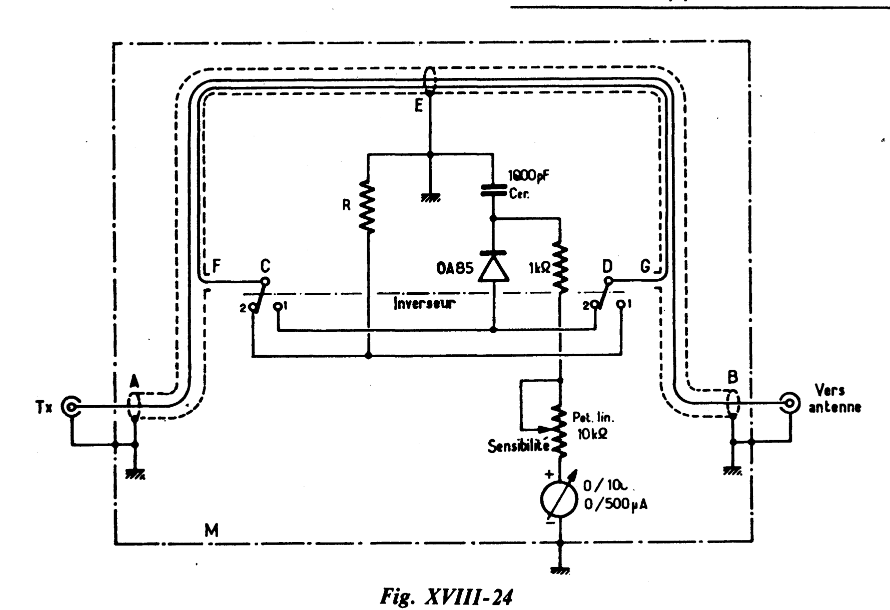


Fig. XVIII-24

b) On choisit un morceau de fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm et d'une longueur totale CD = 23 cm ; on s'assure que l'émail est d'excellente qualité, ni écaillé, ni craquelé, et éventuellement, on peut recouvrir ce fil d'une couche supplémentaire de peinture (genre Novémail).

c) Repérer le point E sur la gaine métallique, *exactement* au milieu du coaxial (AE = EB = 18 cm). Faire deux trous F et G dans cette gaine en écartant les fils tressés, de façon que l'on ait *exactement* EF = EG = 10 cm. Refouler les extrémités de la gaine métallique en les faisant gonfler et glisser en direction du point milieu E de façon à desserrer légèrement ladite gaine. Par le trou F, enfiler sous la gaine, le fil de cuivre émaillé préparé précédemment, et le faire ressortir par le trou G ; puis, étirer de nouveau la gaine métallique pour la remettre en place.

d) A l'aide d'un ohmmètre, s'assurer qu'il n'y ait aucun court-circuit entre le fil émaillé et la gaine.

e) La gaine du câble doit être reliée à la masse à ses deux extrêmités (vers les fiches coaxiales d'entrée et de sortie) et en son point milieu E. On doit veiller à ce que le reste de la gaine métallique ne touche au coffret en aucun autre point.

Telles sont les recommandations que nous pouvons faire quant à la construction de la « ligne de mesure ». Il est capital de respecter partout une *symétrie rigoureuse* dans le montage. D'autre part, les retours à la masse de la résistance R et du condensateur de 1 000 pF cér. doivent obligatoirement se faire sur le point de masse médian E du câble coaxial.

L'inverseur *Inv.* (2 circuits, 2 positions) est du type à galette en stéatite ; il permet d'intervertir la position de la résistance terminale R par rapport à celle du circuit de mesure proprement dit.

Pour une ligne de mesure en câble coaxial de 75 Ω d'impédance caractéristique, la résistance R est de 24 Ω 1 W carbone ; dans le cas d'un câble coaxial type 52 Ω, la résistance R est de 33 Ω (valeurs de départ).

Le monimatch est relié à l'émetteur (douille TX), et sur la sortie (douille Ant.), on branche provisoirement une résistance égale à l'impédance caractéristique de la ligne (soit, généralement, 75 Ω). Cette résistance provisoire doit être non-inductive et on pourra la constituer par un certain nom-

bre de résistances au carbone réunies en parallèle, de façon à obtenir une dissipation convenable compte tenu de la puissance de l'émetteur. D'ailleurs, pour cette mise au point, on peut faire fonctionner l'émetteur à puissance réduite.

L'émetteur étant en service, et l'inverseur en position 1 (énergie incidente), régler le potentiomètre pour obtenir la déviation *maximum* du microampèremètre. Puis, commuter l'inverseur en position 2 (énergie réfléchie), la déviation du microampèremètre doit être *infime,* la charge provisoire connectée en sortie étant égale à l'impédance caractéristique de la ligne. S'il n'en était pas ainsi, il conviendrait de parfaire la symétrie de l'appareil ou de modifier légèrement la valeur de la résistance R.

Concernant la ligne de mesure, on pourra également adopter la solution du transformateur sur tore de ferrite ; voir le montage décrit précédemment au cours du § 4 du présent chapitre (fig. XVIII-12).

Le principe de l'étalonnage du cadran du microampèremètre est indiqué sur le tableau publié à la fin de ce chapitre.

•

« T.O.S.-mètre- Wattmètre

Nous proposons ici un second montage sans doute plus simple à construire et d'un emploi plus souple que le précédent.

Le schéma général de cet appareil est représenté sur la figure XVIII-25 qui peut se passer de longs commentaires.

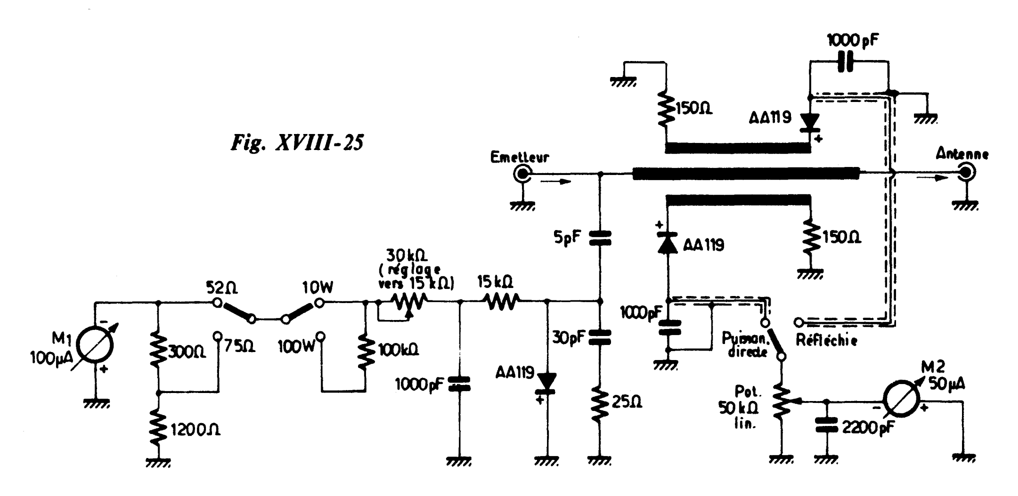


Fig. XVIII-25

Cette première mise au point terminée (faite d'ailleurs une fois pour toutes), la charge provisoire est alors remplacée par l'antenne réelle. Si l'adaptation d'impédance est correcte, si l'énergie réfléchie est minime, les mêmes lectures *(maximum* et *minimum)* devront être obtenues sur le microampèremètre pour les positions successives 1 et 2 de l'inverseur. Les mesures pourront alors être faites à pleine puissance de l'émetteur en ré-ajustant, bien entendu, le potentiomètre de sensibilité en conséquence.

La partie la plus délicate à construire est évidemment la ligne de mesure ; sa réalisation pratique est représentée sur la figure XVIII-26. Cette ligne est montée entre deux socles coaxiaux type SO 239 fixés sur le coffret de l'appareil et distants de 130 mm l'un de l'autre. Comme on le voit sur cette figure, la ligne est placée à l'intérieur d'un « blindage » formé par une bande de laiton pliée en U et reliée à la masse des socles SO 239. Les extrémités du conducteur central sont soudées aux douilles centrales des socles SO 239. Quant aux

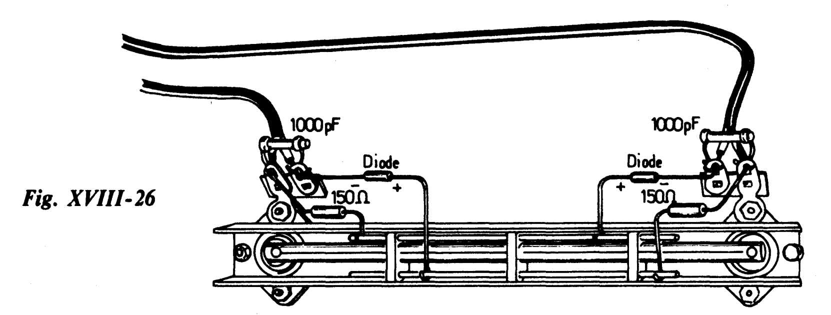


Fig. XVIII-26

deux conducteurs latéraux parallèles, ils sont maintenus en place par trois petits blocs percés de polyéthylène.

Il faut cependant dire que la réalisation de cette ligne n'est pas tellement critique ; par contre, il faut s'imposer une réalisation *mécanique* très symétrique afin d'obtenir une excellente symétrie *électrique*.

On peut également envisager d'effectuer la mesure par l'intermédiaire d'un transformateur sur tore de ferrite comme nous le représentons sur la figure XVIII-27. Il s'agit d'un enroulement bifilaire, c'est-à-dire effectué avec deux fils à la fois, sur un petit tore de ferrite de qualité H.F. ; l'enroulement comporte 2 × 6 tours en fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm (bien respecter le mode de connexion indiqué sur la figure).

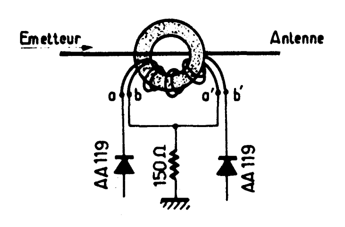


Fig. XVIII-27

Les liaisons aboutissant à l'inverseur « puissance directe/réfléchie » doivent être effectuées en fil blindé. Les résistances de 150 Ω et les diodes AA 119 doivent être appariées. L'ensemble est monté dans un coffret métallique aux dimensions suivantes : 150 × 100 × 100 mm.

La section « wattmètre » représentée à gauche de la figure est évidemment facultative. Deux échelles de mesure de puissance sont prévues, l'une de 10 W, l'autre de 100 W. Pour une mesure précise de la puissance de sortie de l'émetteur :

a) Il faut placer l'inverseur, soit sur 52 Ω, soit sur 75 Ω, selon l'impédance de sortie de l'appareil et l'impédance caractéristique du câble coaxial ;

b) Il importe que le T.O.S. mesuré parallèlement soit faible (en principe inférieur à 1,3).

L'appareil de mesure utilisé M_1 est un microampèremètre de déviation totale pour 100 μA. Les graduations en watts de son cadran pour une lecture directe seront faites de la façon suivante : Il suffira d'élever au carré les graduations linéaires de 0 à 10 existant à l'origine. Exemple : en face de 3 nous notons 9 W ; en face de 5, nous notons 25 W... jusqu'à la graduation 10 (déviation totale) en face de laquelle nous notons 100 W. Bien entendu, lorsque l'inverseur sera sur la position 10 W, les lectures faites devront être divisées par 10.

Utilisation

1°) Intercaler le T.O.S.-mètre-Wattmètre dans le feeder de l'antenne d'émission en respectant le sens côté « antenne » et côté « émetteur » de l'appareil.

2°) Eventuellement, placer le commutateur d'impédance sur la valeur adéquate (52 ou 75 Ω) et placer le commutateur de puissance sur 10 ou 100 W selon le cas.

3°) Placer l'inverseur de droite sur la position « Puissance Directe ».

4°) Tourner le potentiomètre pour le minimum de sensibilité (sens inverse des aiguilles d'une montre = curseur à la masse).

5°) Mettre l'émetteur en service et régler soigneusement les circuits de l'étage P.A. de sortie.

6°) Tourner le bouton du potentiomètre pour obtenir la déviation totale de l'aiguille du microampèremètre M_2.

7°) Placer l'inverseur de droite sur la position « Réfléchie ». Le microampèremètre M_2 indique alors le T.O.S. du système d'antenne utilisé ; l'étalonnage du microampèremètre est exposé plus loin.

Il importe de noter les points suivants :

a) Vers 3,5 MHz, il faut *au moins* 5 watts H.F. pour pouvoir faire le réglage de l'opération 6 (déviation totale du microampèremètre M_2).

b) De sérieux dommages peuvent être subis par l'appareil si l'on déconnecte l'antenne lorsque la puissance de l'émetteur est appliquée ou si des mauvais contacts du côté « antenne » se manifestent...

•

Pour l'un ou l'autre des appareils de mesure que nous venons de voir, l'étalonnage du cadran de l'indicateur du T.O.S.-mètre est relativement simple. Supposons que nous utilisions un microampèremètre gradué de 0 à 10, la colonne 3 du tableau ci-contre nous donne les indications à inscrire sur le cadran pour avoir une lecture directe. En position « puissance directe », l'aiguille est toujours ajustée pour sa déviation totale, soit 10 (colonne 1) ; en position « puissance réfléchie », supposons que l'aiguille indique 3 (colonne 2), cela correspond à un T.O.S. de 1,7 (colonne 3). Les diverses indications de la colonne 3 seront donc inscrites directement sur le cadran du microampèremètre en face de chaque graduation de 0 à 10. Sur le tableau, les colonnes 4 et 5 renseignent sur l'énergie rayonnée et l'énergie perdue en pourcentage.

Dans tous les cas, avant de tirer une conclusion des indications fournies par un T.O.S.-mètre, il faut être certain que ces indications sont valables. Nous avons vu qu'il s'agit d'un appareil essentiellement symétrique de par sa conception. La vérification est donc simple : on fait une première mesure normalement, comme cela a été indiqué ; ensuite, on procède à une seconde mesure en connectant l'appareil *à l'envers* (bien entendu, le commutateur « puissance directe/puissance réfléchie » a alors ses fonctions inversées). Si l'appareil est correct, on doit obtenir les deux *mêmes* lectures de T.O.S. Cet essai doit être fait sur une bande de fréquences aussi élevées que possible : 28 ou 144 MHz.

LECTURE		T.O.S.	Energie transmise	Energie perdue
Position « directe » [1]	Position « réfléchie » [2]	[3]	% [4]	% [5]
10	0	1	100	0
10	1	1,2	97	3
10	2	1,5	96	4
10	3	1,7	93	7
10	4	2,3	84	16
10	5	3	75	25
10	6	4	64	36
10	7	5,6	51	49
10	8	9	36	64
10	9	19	19	81
10	10	∞	0	100

Lorsque les mesures sur une antenne indiquent un certain taux d'ondes stationnaires, il est *impératif* de procéder dans l'ordre suivant :

– d'abord, vérification de la fréquence de résonance de l'aérien (au dip-mètre) ;

– ensuite (et ensuite seulement), intervention sur le ou les points d'attaque du feeder sur l'antenne, ou intervention sur le plan de sol de l'antenne (selon le type de l'aérien), afin d'obtenir une bonne adaptation des impédances (matchage).

CHAPITRE XIX

TRAFIC ET RÉGLEMENTATION

§ 1. — Réglementation en vigueur

I. — Dispositions générales

Une station d'amateur est une station radioélectrique qui participe à un service d'instruction individuelle, d'intercommunication et d'études techniques, effectué par des personnes dûment autorisées, s'intéressant à la technique de la radioélectricité à titre uniquement personnel et sans intérêt pécuniaire.

Une station d'amateur comprend l'ensemble des installations radioélectriques appartenant à une même personne et utilisées pour participer au service susvisé.

Une station d'amateur ne peut être utilisée que par une personne titulaire d'une autorisation délivrée par le Ministre des Postes et Télécommunications, après avis favorable des autres Ministres intéressés.

L'autorisation est délivrée sous forme de licence : elle est accordée pour l'année en cours, quelle que soit la date de sa délivrance. Elle se renouvelle chaque année par tacite reconduction.

Le demandeur ne doit procéder à aucune émission avant d'avoir reçu sa licence et la notification de l'indicatif d'appel attribué à sa station.

Toute station d'amateur est établie, exploitée et entretenue par les soins et aux risques du titulaire de l'autorisation. L'Etat n'est soumis à aucune responsabilité à raison de ces opérations.

Les caractéristiques techniques des stations, de même que les conditions d'exploitation, sont soumises aux restrictions nécessitées par les besoins et le bon fonctionnement des Services Publics et sujettes aux modifications qui pourraient être imposées par actes législatifs, règlementaires ou administratifs d'ordre intérieur et par l'application des Conventions et Règlements internationaux.

Tout détenteur d'une station radioémettrice d'amateur non titulaire d'une autorisation administrative est tenu, dans les trois mois suivant l'entrée en possession de cette station, d'effectuer une déclaration de détention au commissariat de police ou à la brigade de gendarmerie de son domicile ou à défaut de sa résidence, en application des articles L. 96-1 et R. 52-2 du Code des Postes et Télécommunications (1).

Les caractéristiques et le schéma de tout nouvel émetteur (y compris les amplificateurs mis en service) doivent être communiqués à la Direction des Télécommunications - Réseaux Extérieurs (D.T.R.E.) Service Radioamateurs, B.P. 75, 94002 Créteil Cedex ; tél. (16) (1) 569.96.20.

Toute cession d'une station d'émission doit faire l'objet d'une déclaration adressée à la D.T.R.E.

Cette déclaration est à effectuer dans le délai de un mois à compter du jour de la cession et doit comporter les nom, prénoms, date, lieu de naissance et domicile ou à défaut, résidence du nouveau détenteur de la station, en application des articles L. 96-1 et R. 52-2 du Code des Postes et Télécommunications (1).

Cette obligation d'effectuer une déclaration de cession incombe également aux constructeurs et commerçants (1).

(1) Les infractions à ces dispositions sont passibles des pénalités prévues par l'article L. 39 du Code des Postes et Télécommunications.

Article L. 39 du Code des Postes et Télécommunications :

« Quiconque transmet sans autorisation des signaux d'un lieu à un autre, soit à l'aide d'appareil de télécommunication, soit par tout autre moyen, est puni d'un emprisonnement d'un mois à un an et d'une amende de 3 600 F à 36 000 F.

II. – Dépôt de la demande d'autorisation

La demande d'autorisation d'émission est établie sur papier libre et doit comporter les renseignements qui figurent sur le modèle représenté à la page 603. Les demandes formulées par des mineurs doivent être approuvées et contresignées par le représentant légal. Cette demande doit être accompagnée de 4 fiches de renseignements, dont le modèle figure en page 604 (1), et du schéma détaillé et clair des éléments de la station, et être adressée à la D.T.R.E.

Elle donne lieu au paiement d'une taxe de constitution de dossier (2).

III. — Certificat d'opérateur

Le matériel d'émission d'une station d'amateur *ne peut être manœuvré* que par une personne autorisée, titulaire du certificat d'opérateur radiotélégraphiste-radiotéléphoniste.

Toutefois, un émetteur qui fonctionne sur des fréquences supérieures à 144 MHz *peut être manœuvré* par une personne autorisée, titulaire du seul certificat d'opérateur radiotéléphoniste.

Le certificat d'opérateur amateur est délivré par la D.T.R.E., après examen qui donne lieu au paiement d'un droit (2). Les candidats doivent être âgés de 16 ans révolus au jour de l'examen.

L'examen peut être passé :

— soit au domicile du candidat, sur la station décrite dans sa demande et mise au point sur antenne fictive non rayonnante ;

— soit sur la station d'un amateur dûment autorisé, s'il s'agit d'un opérateur supplémentaire de cette station ;

— soit dans les centres d'examen organisés.

(1) Les imprimés nécessaires peuvent être obtenus auprès de la D.T.R.E.

(2) Le montant de la taxe en vigueur est indiqué par l'administration.

IV. — Caractéristiques techniques des stations

Les émetteurs peuvent être pilotés par un maître oscillateur à fréquence fixe (quartz) ou réglable.

Ils doivent comporter au moins trois étages (un étage oscillateur, un étage séparateur-multiplicateur, un étage amplificateur de puissance).

Les limites de bandes doivent être indiquées sur le cadran des fréquences de l'émetteur d'une manière très précise.

Les émetteurs doivent être munis d'appareils de mesure permettant de suivre les conditions de fonctionnement au moins de l'étage final, c'est-à-dire de l'étage amplificateur situé immédiatement avant le dispositif rayonnant, et en particulier, de mesurer la puissance d'alimentation de l'étage final. Les émetteurs fonctionnant sur ondes décamétriques ainsi que les émetteurs à ondes métriques présentés pour l'obtention de la licence en radiotélégraphie doivent en outre comporter un système de manipulation.

Les émissions effectuées par des procédés spéciaux et qui ne permettraient pas la réception ou la compréhension des messages sont interdites.

Les classes d'émission suivantes peuvent être utilisées :

A 1. — Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par tout ou rien) ;

A 2. — Télégraphie par manipulation par tout ou rien de l'émission modulée ;

A 3. — Téléphonie (modulation d'amplitude) ;

A 3 A. — Téléphonie (modulation d'amplitude) bande latérale unique — onde porteuse réduite ;

A 3 J. — Téléphonie (modulation d'amplitude) bande latérale unique — onde porteuse supprimée ;

F 1. — Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par déplacement de fréquence) ;

F 2. — Télégraphie par manipulation par tout ou rien d'une fréquence audible de

Modèle de
DEMANDE D'AUTORISATION
pour l'établissement d'une station radioémettrice-réceptrice
D'AMATEUR

(Code des Postes et Télécommunications. Art. L. 87 et suivants)

Je, soussigné (nom, prénoms)..

Profession : .... Nationalité : ....

Lieu et date de naissance :..

Adresse : ....

....

Demande l'autorisation d'établir ou d'utiliser suivant les dispositions réglementaires en vigueur et conformément aux indications ci-après, une station radioémettrice-réceptrice d'amateur et m'engage à observer les conditions particulières qui me seraient imposées par l'Administration des Postes et Télécommunications en conformité du Code sus-visé et des Règlements internationaux.

Emplacement de la station

Caractéristiques de la station (1)
Renseignements particuliers, le cas échéant.

A........................, le........

« Lu et approuvé »
Signature
du représentant légal (2)

A........................, le........

Signature (2)

Article L. 96 (4[e] alinéa) du Code des Postes et Télécommunications :

« Les fonctionnaires de l'Administration des Postes et Télécommunications et du Ministère de l'Intérieur chargés du contrôle peuvent, à tout instant, pénétrer dans les stations. »

(1) Par exemple : type d'émetteur, forme et dimension de l'antenne, type de lampes, nombre d'étages, type d'oscillateur, procédé de modulation, description de l'alimentation, type de récepteur, etc.

(2) Lorsque la demande est formulée par un mineur elle doit être contresignée par le représentant légal.

POSTES ET TELECOMMUNICATIONS

Direction des Télécommunications
Réseaux Extérieurs

FICHE DE RENSEIGNEMENTS

A joindre en 4 exemplaires à une demande d'autorisation d'une station radioélectrique

de télécommande (1)
d'amateur (1)

Nom et Prénoms (2) : ....

Nationalité :. ....

Date de naissance : ....

Lieu de naissance :. ....

Domicile actuel : ....

N° de téléphone du lieu de travail : .... du domicile : ....

Domiciles antérieurs depuis 10 ans : ....

du .... au ....

du .... au ....

du .... au ....

Professions exercées depuis 10 ans : ....

du .... au ....

du .... au ....

du .... au ....

Diplôme d'opérateur (éventuellement) : ....

Je, soussigné certifie l'exactitude des renseignements indiqués ci-dessus.

A ...., le ....

Signature :

En vue d'éviter des déplacements répétés aux fonctionnaires chargés de prendre contact avec l'intéressé, il lui est conseillé de mentionner au verso des fiches toutes les indications permettant de l'atteindre facilement.

---

(1) Rayer la mention inutile.

(2) Souligner le prénom usuel.

modulation de fréquence, ou par modulation par tout ou rien d'une émission modulée en fréquence ;

F 3. — Téléphonie (modulation de fréquence ou de phase) (bande étroite).

La modulation de fréquence (classes F 2, F 3) ne doit pas produire une excursion de fréquence dépassant ± 3 kHz dans les bandes inférieures à 30 MHz et ± 15 kHz dans les autres bandes.

Les classes d'émission par impulsions, en ondes centimétriques et millimétriques, peuvent être utilisées sous réserve d'une autorisation spéciale délivrée par la D.T.R.E.

La fréquence émise par une station d'amateur doit être aussi stable et aussi exempte de rayonnements non essentiels que l'état de la technique le permet pour une station de cette nature.

En régime de porteuse non modulée aucune modulation résiduelle ne doit être perceptible.

Les émetteurs ne doivent pas comporter de dispositifs leur permettant d'émettre dans des bandes non autorisées au service d'amateur sur le territoire où se trouve la station.

Les bandes de fréquences attribuées en France au service d'amateur sont indiquées plus loin au paragraphe 2.

Les amateurs doivent veiller tout particulièrement à ne causer aucun brouillage aux stations officielles fonctionnant dans les bandes partagées, sous peine de s'en faire interdire l'usage.

En limite de bande, les amateurs doivent tenir compte de la largeur de bande de l'émission et de la dérive possible du pilote.

Il est recommandé de ne pas faire d'émissions à moins de 5 kHz des limites fixées.

Les stations doivent être pourvues de dispositifs permettant :

— de s'assurer, dans les conditions réelles de fonctionnement, de la bande utilisée ;

— de repérer avec précision les limites de bande (calibrage à quartz).

Elles doivent également disposer d'une antenne fictive au moyen de laquelle les émetteurs doivent être réglés.

Puissance

La puissance d'alimentation de l'étage final de l'émetteur est limitée à 100 watts dans toutes les bandes attribuées au service. Cette puissance d'alimentation est la puissance fournie soit à l'anode (ou aux anodes) du tube (ou des tubes), soit au collecteur (ou aux collecteurs) du transistor (ou des transistors), soit à tout autre élément équivalent attaquant le dispositif rayonnant.

De plus, le choix du tube ou du transistor de l'étage final doit être tel que, par construction, la dissipation sur l'anode du tube ou sur le collecteur du transistor de cet étage (ou la somme des dissipations s'il y a plusieurs tubes ou transistors) ne puisse pas dépasser 75 watts. Cette valeur de la dissipation est à vérifier dans un catalogue, dans les conditions pratiques de fonctionnement.

Les mesures de puissance sont faites, suivant les cas, soit en porteuse pure (émetteurs travaillant en classes A 1, A 2 ou A 3), soit en modulant l'émetteur par une fréquence acoustique à un niveau convenable (émetteurs travaillant en classes A 3 A ou A 3 J).

V. — Conditions d'exploitation

Une station d'amateur doit servir exclusivement à l'échange, avec d'autres stations d'amateur, de communications utiles au fonctionnement des appareils et à la technique de la radioélectricité proprement dite, à l'exclusion de toute correspondance personnelle ou commerciale et de toute émission de radiodiffusion sonore ou visuelle (disques, concerts, conférences, etc.).

Les conversations qui ne seraient pas tenues en langage clair sont interdites (les abréviations d'un usage obligatoire ou courant, employées avec leur sens réel, ne sont pas considérées comme langage secret).

Toute personne qui sans l'autorisation de l'expéditeur ou du destinataire divulge, publie ou utilise le contenu des correspondances transmises par la voie radioélectrique ou révèle leur existence, est punie des peines portées à l'article 378 du Code Pénal (article L. 42 du Code des Postes et Télécommunications).

En cas de gêne ou de brouillage, l'Administration des Postes et Télécommunications peut suspendre l'autorisation d'émettre ou limiter les émissions à certains horaires ou à certaines périodes.

Tout amateur est tenu de consigner dans un carnet de trafic les renseignements relatifs à l'activité de la station, en particulier :

– la date et l'heure du commencement et de la fin de chaque communication,

– les indicatifs d'appel des correspondants,

– la fréquence utilisée,

– les indications relatives à la puissance alimentation et aux modifications apportées à l'installation.

Ce document doit être tenu constamment à jour et présenté à toute réquisition.

Toute personne manœuvrant les appareils d'une station d'amateur est tenue de cesser ses émissions à la première demande faite par une station officielle ou dès la réception d'appels de détresse.

Avant d'émettre, les amateurs doivent s'assurer que leurs stations ne brouillent pas des émissions en cours ; si un tel brouillage est probable, les amateurs attendent un arrêt de la transmission qu'elles pourraient brouiller.

Pour réduire les risques d'interférence, les amateurs doivent limiter leurs émissions au strict minimum. La durée de chaque transmission ne doit pas normalement dépasser 5 minutes.

L'indicatif d'appel doit être transmis fréquemment et, dans tous les cas, au début et à la fin de chaque transmission.

Le service d'amateur par satellite est autorisé dans les bandes 28-29,7 MHz, 144-146 MHz, 435-438 MHz et 24-24,05 GHz sous les mêmes conditions et avec les mêmes limites techniques que celles imposées au service d'amateur dans les radiocommunications de terre.

Stations mobiles ou transportables

Une station transportable est une station construite de manière à pouvoir être déplacée d'un point à un autre et destinée à fonctionner temporairement en divers lieux. Cette station n'est pas utilisée pendant le transport.

Une station mobile y compris les appareils portatifs est une station destinée à être transportée d'un point à un autre, et à être utilisée pendant qu'elle est en mouvement, ou pendant des haltes en des points non déterminés.

L'autorisation de manœuvrer une station transportable ou mobile est acquise dès la remise de la licence initiale. Elle ne permet en aucun cas l'utilisation d'une station de l'espèce sur le territoire d'un pays étranger.

Le titulaire de l'autorisation n'est autorisé à utiliser sa station mobile que sur un véhicule de tourisme dont la carte grise est établie à son nom.

S'il désire installer sa station sur une voiture dont il n'est pas propriétaire, sur un véhicule d'une catégorie autre que « tourisme » ou à bord d'un bateau, il doit solliciter une autorisation spéciale.

Dans le cas de l'utilisation sur un navire, une autorisation du Commandant doit être fournie à l'appui de la demande.

L'installation d'une station mobile à bord d'un aéronef n'est pas admise.

Si l'amateur utilise une station transportable, mobile ou mobile maritime, il est tenu de faire suivre son indicatif des lettres P, M ou MM, selon le cas, lors de chaque émission.

Une station transportable, mobile ou mobile maritime ne peut, en aucun cas, communiquer avec la station fixe du titulaire de l'autorisation.

Changement de domicile

Les radioamateurs sont tenus de signaler tout changement de domicile à la D.T.R.E.

Une licence ne peut être maintenue en vigueur que si le titulaire peut en tout temps recevoir de l'Administration toute notification jugée utile. Un amateur absent de son domicile, pour une période de longue durée susceptible, en particulier, d'excéder la période réglementaire de réexpédition du courrier, est tenu de communiquer à l'Administration sa nouvelle adresse.

Opérateurs supplémentaires

Une station d'amateur peut être manœuvrée :

— soit par le titulaire de la licence ;

— soit par des opérateurs supplémentaires dûment agréés à cet effet par les Ministères intéressés et titulaires du certificat d'opérateur au même titre que le permissionnaire de la station.

Les stations d'écoles, de clubs, de groupements professionnels ou de jeunesse peuvent être manœuvrés par des opérateurs supplémentaires remplissant les conditions susmentionnées, sous la responsabilité d'une personne habilitée à représenter le groupement (professeur, président d'association, etc.). Cette personne qui doit être agréée par les Ministères intéressés n'est pas tenue de subir l'examen d'opérateur si elle ne doit pas manœuvrer elle-même la station.

Opérateurs occasionnels

Tout titulaire d'une licence d'amateur en cours de validité, ayant la nationalité française, peut manœuvrer la station d'un autre amateur à titre exceptionnel, pour des émissions de courte durée.

L'opérateur occasionnel ne peut en aucun cas communiquer avec sa propre station. Il doit transmettre son indicatif d'appel à la suite de l'indicatif d'appel de la station utilisée ; mention des liaisons effectuées doit être faite sur le carnet de trafic de cette station et reportée dès que possible sur celui de la station de l'opérateur occasionnel.

Contrôle

Le Ministère des Postes et Télécommunications exerce un contrôle permanent sur les conditions techniques et d'exploitation des stations d'amateur.

Le Ministère de l'Intérieur et le Ministère des Postes et Télécommunications sont chargés de contrôler la teneur des émissions.

Les représentants des Ministères des Postes et Télécommunications et de l'Intérieur chargés du contrôle peuvent à tout instant pénétrer dans les locaux où sont installées les stations.

Les infractions à la réglementation sont sanctionnées à la diligence du Ministre des Postes et Télécommunications tant de sa propre initiative que sur proposition des autres départements ministériels ou à la suite de rapports d'infraction transmis par des Administrations étrangères ou des organismes internationaux.

Les sanctions sont :

— le rappel au règlement,

— la limitation temporaire de l'utilisation de la station à la radiotélégraphie,

— la suspension temporaire de l'autorisation d'emploi d'une station mobile,

— la suspension temporaire de la licence,

— la révocation de la licence.

Toute licence d'amateur peut être révoquée sans indemnité, si le titulaire de l'autorisation ne respecte pas les règlements intérieurs ou internationaux sur le fonctionnement et l'exploitation des stations d'amateur ou si l'un des Ministères intéressés retire l'agrément qu'il avait donné pour la délivrance de l'autorisation.

Il importe de remarquer que certains transceivers commerciaux (bandes décamétriques notamment), bien qu'en vente en France, ne sont pas conformes à la législation française (par exemple : puissance excessive, présence de la bande 27 MHz, etc.). Il est donc capital de n'utiliser ces appareils que dans les limites autorisées dans notre pays.

Taxe de Contrôle

Tout titulaire d'une licence d'amateur doit acquitter une taxe annuelle de contrôle (1).

Cette taxe est due pour l'année entière, quelle que soit la date de mise en service de la station. Elle doit être acquittée dans tous les cas par le titulaire de la licence, même s'il ne fait pas usage de son installation. Elle est exigible dès la délivrance de la licence pour la première année et dans le courant du mois de janvier pour les années suivantes. La licence se renouvelle, en effet,

(1) Le montant de la taxe en vigueur est indiqué par l'administration.

d'année en année par tacite reconduction. Tout amateur qui, pour une raison quelconque, et notamment pour avoir omis de préciser l'adresse à laquelle le courrier peut lui être adressé, n'aura pas répondu au début de l'année à la mise en demeure l'invitant à acquitter la taxe annuelle de contrôle, sera considéré comme ayant renoncé au bénéfice de sa licence. Celle-ci sera en conséquence annulée.

Liste d'amateurs

Les nom, prénom, indicatif d'appel et adresse des amateurs français figurent sur une liste établie par la D.T.R.E.

Les personnes intéressées peuvent prendre connaissance de cette liste à cette Direction.

Des extraits par départements peuvent être consultés dans chaque Direction Régionale des Télécommunications pour les seuls départements constituant la Région.

Stations réceptrices

L'utilisation des stations exclusivement réceptrices pour l'écoute des émissions d'amateur est subordonnée à une autorisation délivrée par le Ministère des Postes et Télécommunications.

La demande établie dans les mêmes conditions qu'une demande d'autorisation d'émission doit être adressée à la D.T.R.E.

•

Examen de « radio-amateur »

Après le rappel de ces nombreux points de législation trop souvent oubliés ou ignorés, revenons sur les conditions à satisfaire pour l'obtention des certificats d'opérateur radiotélégraphiste et radiotéléphoniste nécessaire aux radio-amateurs.

1° Les certificats d'opérateur radiotélégraphiste ou radiotéléphoniste sont délivrés après examen comportant, pour les deux catégories de certificats :

a) des épreuves pratiques — transmission et réception auditive ; réglage et manœuvre des appareils ;

b) des épreuves théoriques portant, d'une part, sur les matières techniques du programme (voir plus loin), et d'autre part, sur la législation et la réglementation en matière de trafic.

Ces certificats ne pourront être délivrés qu'aux candidats âgés de 16 ans et ayant obtenu au moins la note 10 sur 20 *pour chacune des épreuves.*

2° L'examen pour l'obtention du certificat de radiotélégraphiste amateur comprend les épreuves suivantes :

Epreuves pratiques :

a) Transmission de signaux Morse à une vitesse de dix mots ou groupes par minute, chaque mot ou groupe comprenant cinq lettres, chiffres ou signes de ponctuation ;

b) Réception auditive (lecture au son) d'un texte en langage clair de 50 mots à la vitesse de 10 mots à la minute ;

c) Utilisation des organes constitutionnels du poste d'émission ; mise en service ; réglage du couplage d'antenne ; réglage de l'installation sur une ou plusieurs longueurs d'onde ; manœuvres à effectuer pour faire varier la puissance d'émission ;

d) Utilisation des appareils de mesure et de contrôle, et notamment d'un ondemètre étalonné à 0,5 % près.

Epreuves théoriques :

a) Connaissances des règles de service d'usage courant dans l'exploitation des stations radiotélégraphiques (trafic, modes opératoires, etc.) et des abréviations à employer dans les transmissions (code Q, abréviations de service, etc.).

b) Questions d'ordre pratique se rapportant à la technique de l'électricité et de la radio.

3° L'examen pour l'obtention du certificat de radiotéléphoniste amateur comporte les épreuves suivantes :

Epreuves pratiques :

a) Enonciation devant le microphone, d'une façon distincte, de chiffres, lettres et lecture d'un texte en langage clair ;

b) Réception d'une communication radiotéléphonique ;

c) et d) Epreuves identiques à celles prévues aux mêmes alinéas pour l'examen de radiotélégraphiste.

Epreuves théoriques :

a) et b) Epreuves identiques à celles prévues aux mêmes alinéas pour l'examen de radiotélégraphiste.

Programme conseillé pour les épreuves théoriques

(document D.T.R.E.)

A. Electrocinétique

a) Généralités.

Mise en évidence du courant électrique par ses effets magnétique, électrolytique et thermique. Générateur ; sens du courant ; quantité d'électricité ; intensité.

b) Résistance ; résistivité ; loi de Joule.

c) Différence de potentiel entre deux points d'un circuit. Loi d'Ohm.

d) Groupement de résistances ; applications aux diviseurs de tension et d'intensité.

e) Force électromotrice et contre-électromotrice. Générateurs et récepteurs. Association. Loi d'Ohm généralisée.

B. Condensateurs

a) Condensateur ; charge et décharge à travers une résistance ; constante de temps.

b) Charge et énergie potentielle.

c) Groupement, série, parallèle.

d) Technologie de constitution.

C. Electromagnétisme

a) Champ magnétique d'un aimant ; sens et lignes de force. Champ d'induction magnétique engendré par un courant.

b) Action d'une induction magnétique sur un conducteur parcouru par un courant ; loi de Laplace.

c) Flux d'induction magnétique ; règle du flux maximum.

d) Induction électromagnétique ; sens des courants induits. Loi de Lenz. Auto-induction ; coefficient de self-induction.

D. Courants alternatifs

a) Grandeur sinusoïdale. Fréquence ; période ; pulsation ; phase.

b) Effet Joule ; tension efficace.

c) Notion d'impédance.

E. Transformateurs

a) Constitution et fonctionnement.

b) Rapport de transformation ; cas des transformateurs parfaits.

F. Mesures électriques

a) Principe des appareils à cadre mobile ; constitution ; fonctionnement qualitatif.

b) Application à la mesure des intensités et tensions.

c) Résistance interne des voltmètres (ohms/volt).

d) Mesure en alternatif.

G. Notions d'électro-acoustique

a) Ondes sonores ; fréquences acoustiques.

b) Microphones et haut-parleurs.

RADIO-ELECTRICITE

A. Généralités

a) Notions élémentaires sur le rayonnement électromagnétique (antenne, émission, réception).

b) Ordre de grandeur des puissances mises en jeu pour réaliser une liaison radio-électrique.

c) Fréquences utilisées en radio-électricité et les différents modes de propagations qui leur sont liés. Longueur d'onde.

B. Différents modes de transmission

a) Phonie : modulation d'amplitude et

de fréquence ; bande latérale unique ; largeur de bande nécessaire.

b) Télégraphie : manipulation par tout ou rien (A1) et déplacement de fréquence (F1).

C. Circuits

a) Circuit oscillant ; décharge oscillante ; formule de Thomson.

b) Résonance ; courbe de résonance ; application à la sélectivité ; circuit bouchon.

c) Principe des filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande.

D. Amplification

a) Constitution et fonctionnement sommaire des tubes électroniques, diodes, transistors à jonction et à effet de champ.
b) Amplificateur de tension apériodique à tubes et transistors ; l'amplification sélective ; les oscillateurs (L,C).

E. Techniques de la réception

a) Le changement de fréquence ; avantages et inconvénients.

b) Détection des modulations et manipulations A3, F3, A1 et A3J.

c) La C.A.G. ; nécessité ; fonctionnement.

F. Emission

a) Oscillateurs ; stabilité ; oscillateur à quartz.

b) Mesure de fréquence ; précision ; ondemètre ; fréquencemètre.

c) Les étages multiplicateurs.

d) Principe élémentaire de modulation et de manipulation ; générateur BLU.

e) Etage de puissance ; différentes classes d'amplification.

f) Rôle du circuit de sortie ; réglage.

G. Lignes et antennes

a) Propagation sur une ligne de longueur finie ; ondes progressives et stationnaires.

b) Application aux antennes.

c) Notions d'impédance caractéristique.

d) Antennes simples accordées en quart et demi-onde.

*
* *

Il ne nous est évidemment pas possible, ici, d'entrer dans tous les détails du programme des épreuves. Nous précisons d'ailleurs que les candidats trouveront tout renseignements utiles dans les circulaires adressées par l'Administration des P.T.T. bien avant l'examen.

Quant à **la technique pure,** au Code Q, aux abréviations diverses, etc., le candidat pourra apprendre tout cela à loisir dans le présent ouvrage.

Nous ne nous étendrons pas non plus sur les méthodes opératoires de trafic radiotélégraphique ou radiotéléphonique. Ces méthodes sont exposées dans les circulaires remises aux intéressés par la Direction Générale des Télécommunications. De plus, une écoute régulière des stations d'amateur familiarisera vite le futur candidat avec lesdites méthodes de trafic.

Précautions essentielles à prendre pour éviter les brouillages (très important)

1° Avant de procéder à un appel (ou avant de répondre à un appel), les stations doivent s'assurer qu'elles ne gêneront pas les stations déjà en fonctionnement dans leur rayon d'action. S'il y a possibilité de brouillage, elles doivent s'abstenir de transmettre pendant la durée des communications en cours (ou choisir une autre longueur d'onde).

2° Les transmissions doivent également cesser à la première demande faite par une station ouverte au service de la correspondance publique générale ou dès réception d'appels de détresse.

3° Pour réduire les risques d'interférences, les stations émettrices doivent interrompre leurs émissions après chaque

période de quinze minutes maximum et pour une durée qui ne peut être inférieure à cinq minutes (amateurs de duplex, n'oubliez pas ce paragraphe du règlement...).

4° Si une station recevant un appel n'est pas certaine que cet appel lui est adressé, elle ne doit pas répondre avant que l'appel n'ait été répété.

5° Si une station est certaine qu'un appel lui est adressé, mais a des doutes sur l'indicatif de la station appelante, elle peut répondre en attribuant à la station inconnue le signal ..—.. comme indicatif ; ou encore, passer : QRZ (qui m'appelle ?).

Conclusion

Nous venons d'exposer les conditions à satisfaire pour devenir amateur-émetteur, ainsi que les points essentiels de la législation actuelle que la condition d'amateur oblige à suivre. En fait, pour devenir amateur-émetteur, il faut apprendre ce règlement ; mais, c'est en le respectant que l'on reste amateur !

Nous remercions ici, au nom de tous les amateurs français, la Direction Générale des Télécommunications, les Services Radio-électriques et les Centres d'écoute et de surveillance, pour la grande compréhension dont ils font preuve dans l'application dudit règlement.

« Fraternité, solidarité, amitié » ne sont pas des vains mots chez les amateurs.

« Correction, sincérité, obligeance » sont aussi de règle dans le trafic d'amateur.

§ 2. — Bandes de fréquences allouées aux amateurs

On sait que les amateurs sont parqués dans certaines bandes de fréquence, lesquelles il faut bien le dire, sont un peu étroites, en raison du nombre toujours croissant d'O.M. qui s'y rencontrent (surtout la bande 40 mètres !).

Mais on ne peut plus parler de bandes *réservées* aux amateurs, car la plupart d'entre elles sont partagées avec d'autres services officiels.

Rappelons que les « anciennes » et « classiques » bandes d'amateurs sur ondes décamétriques sont en relation harmonique. Ainsi la bande 7 MHz est l'harmonique 2 de la bande 3,5 MHz ; la bande 14 MHz est l'harmonique 4 de la bande 3,5 MHz ; la bande 21 MHz est l'harmonique 6 de la bande 3,5 MHz ; etc.

La figure XIX-1 illustre ce que nous venons de dire et montre également les différentes largeurs de bandes susceptibles d'être utilisées par les amateurs.

Voici d'ailleurs les diverses bandes de fréquences sur lesquelles peuvent travailler les amateurs français (puissance-alimentation maximale de 100 W pour toutes les bandes) :

Bandes de :
1,830 à 1,850 MHz (dite des 160 m)
3,500 à 3,800 MHz (dite des 80 m)
7 à 7,100 MHz (dite des 40 m)
10,100 à 10,150 MHz (dite des 30 m)
14 à 14,350 MHz (dite des 20 m)
18,068 à 18,168 MHz (dite des 16 m)
21 à 21,450 MHz (dite des 15 m)
24,890 à 24,990 MHz (dite des 12 m)
28 à 29,700 MHz (dite des 10 m)
144 à 146 MHz
430 à 440 MHz
1240 à 1300 MHz
2300 à 2450 MHz
5650 à 5850 MHz

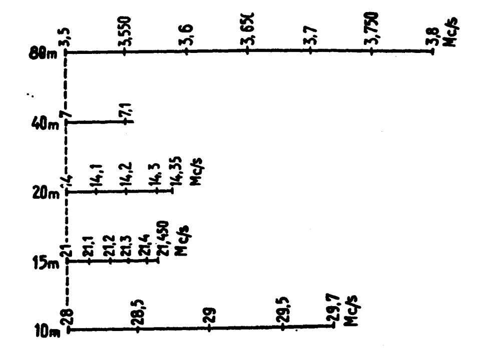


Fig. XIX-1.

10 à	10,5	GHz
24 à	24,250	GHz
47 à	47,2	GHz
75 à	81	GHz
116 à	126	GHz
142 à	144	GHz
241 à	248	GHz

Certaines bandes, et notamment la bande 80 m, sont partagées avec des services officiels qu'il est instamment conseillé de ne pas brouiller. Pour la bande 430 à 440 MHz, cette recommandation vise essentiellement l'intervalle 433 à 434,5 MHz.

•

Les sous-bandes que les radiotélégraphistes doivent utiliser sont les suivantes :

3,500	à	3,600 MHz
7	à	7,040 MHz
14	à	14,100 MHz
21	à	21,150 MHz
28	à	28,200 MHz.

Les émissions en radiotélétype (RTTY) doivent être centrées sur 3 590, 7 040, 14 090, 21 090 et 28 090 kHz.

Les portions 3 500 à 3 510 kHz (en télégraphie) et 3 790 à 3 800 kHz (en téléphonie) sont plus particulièrement réservées au trafic international.

•

§ 3. — Préfixes de nationalité

Afin d'identifier les stations d'amateurs, chacune possède un *indicatif* qui lui est propre.

Exemples : F8VS, F3AV, HB9DQ, etc., etc.

La ou les premières lettres constituent le préfixe de nationalité ; en d'autres termes, par leur examen, on peut être fixé tout de suite sur la provenance de l'émission :

F ——— France.
HB ——— Suisse, etc.

Les dernières lettres, par contre, permettent d'identifier l'amateur à proprement parler (par recherche sur le Call-Book (1), par exemple).

Quant aux chiffres, certains pays les utilisent pour indiquer des districts (subdivision du pays). Dans d'autres nations, par contre, aucune distinction spéciale n'intervient.

Note. — Dans le cas de stations portables ou mobiles, la lettre P ou M fait suite à l'indicatif.

Voici, classés par ordre alphabétique, les préfixes de nationalité des stations d'amateurs (préfixes actuellement en vigueur) :

(1) Livre donnant les noms et adresses des amateurs régulièrement autorisés du globe.

Liste officielle des préfixes de nationalité

Continent	Zone WAZ	Zone UIT	Préfixes	Pays
AF	38	57	A2	Bostwana
OC	32	62	A3	Ile Tonga
AS	21	39	A4	Oman
AS	22	41	A5	Bhutan
AS	21	39	A6	Emirats arabes unis
AS	21	39	A7	Qatar
AS	21	39	A9	Bahrein
AS	21	41	AP	Pakistan
AS	24	44	BV	Formose (Taïwan)
AS	23	42	BY	Chine
	24	43		
		44		
OC	31	65	C2	Nauru
EU	14	27	C3	Andorre
AF	35	46	C5 – ZD3	Gambie
NA	8	11	C6 – VP7	Iles Bahamas
AF	37	53	C9	Mozambique
SA	12	14	CE	Chili (voir aussi VP8)
		16		
SA	13	67	CE9AA/AM, FB8Y	Antarctique
		69	KC4, LA, LU/Z, OR4	
		74	UA1, UK1, VK0, VP8, ZL5,	
			ZS1, 8J, 3Y, 4K	
SA	12	63	CE0A	Ile de Pâques
SA	12	14	CE0Z	Juan Fernandez
SA	12	14	CE0X	San Felix San Ambrosio
NA	8	11	CM CO	Cuba
AF	33	37	CN	Maroc
SA	10	12	CP	Bolivie
		14		
AF	35	46	CR3	Guinée Bissau
AS	24	44	CR9	Macao
EU	14	37	CT	Portugal
EU	14	36	CT2	Açores
AF	33	36	CT3	Madère
SA	13	14	CX	Uruguay
EU	14	28	DA, DJ, DK, DL, DF	Allemagne R.F.A.
EU	14	28	DM, DT, Y2 à Y9	Allemagne R.D.A.
OC	27	50	DU	Philippines
AF	36	52	D2 D3	Angola
AF	35	46	D4	Iles du Cap Vert
AF	39	53	D68	Comores
EU	14	37	EA	Espagne
EU	14	37	EA6	Baléares
AF	33	36	EA8	Canaries
AF	33	46	EA9	Rio de Oro
AF	33	37	EA9	Ceuta, Melilla
EU	14	27	EI	Irlande E.I.R.E.

Continent	Zone WAZ	Zone UIT	Préfixes	Pays
AF	35	46	EL	Libéria
AS	21	40	EP	Iran
AF	37	48	ET	Ethiopie
EU	14	27	F	France
AF	39	68	FB8Z	I. Amsterdam et St-Paul
AF	39	68	FB8W	I. Crozet
AF	39	68	FB8X	I. Kerguelen (FB8Y - Antarctique)
EU	15	28	FC	Corse
NA	8	11	FG	Guadeloupe – Saint-Martin
AF	39	53	FH	Ile Mayotte
OC	32	56	FK	Nouvelle-Calédonie
AF	37	48	FL – J28	T. Afars et Issas (Djibouti)
AS	21	39	FL.../A	Abu Ail, Jabal At Tair
NA	8	11	FM	Martinique
NA	7	10	FO	Ile Clipperton
OC	32	63	FO	Polynésie Française
NA	5	9	FP	St-Pierre et Miquelon
AF	39	53	FR	I. Glorieuses
AF	39	53	FR	Juan da Nova
AF	39	53	FR	Réunion
AF	39	53	FR	Tromelin
OC	32	62	FW	Wallis et Futuna
SA	9	12	FY	Guyane et Inini
EU	14	27	G	Angleterre
EU	14	27	GU	Guernesey et dépendances
EU	14	27	GJ	Jersey
EU	14	27	GD	I. de Man
EU	14	27	GI	Irlande du Nord
EU	14	27	GM	Ecosse
EU	14	27	GW	Pays de Galles
EU	15	28	HA, HG	Hongrie
EU	14	27	HB	Suisse
EU	14	27	HB0	Liechtenstein
SA	10	12	HC	Equateur
SA	10	12	HC8	I. Galapagos
NA	8	11	HH	Haïti
NA	8	11	HI	Rép. Dominicaine
SA	9	12	HK	Colombie
NA	8	11	HK0	Bajo Nuevo
SA	9	12	HK0	I. Malpelo
NA	7	11	HK0	San Andres et Providentia (Serrana Bank)
AS	25	44	HL, HM	Corée
NA	7	11	HP	Panama
NA	7	11	HR	Honduras
AS	26	49	HS	Thaïlande
EU	15	28	HV	Vatican
AS	21	39	HZ, 7Z	Arabie Saoudite (voir aussi 8Z4)
EU	15	28	I, IT	Italie
EU	15	28	IS, IM	Sardaigne
AF	37	48	J2	Ter. des Afars et Issas
NA	8	11	J3	Grenada

Continent	Zone WAZ	Zone UIT	Préfixes	Pays
AF	35	46	J5	Guinée Bissau
NA	8	11	J6	St Lucia
NA	8	11	J7	Domenica
AS	25	45	JA, JE, JH, JR, KA	Japon
AS	27	45	JD, KA1	I. Ogasawara – (Bonin et Volcano)
OC	27	45	JD, KA1	Minami, Torishima, Okino (Marcus)
AS	23	32 33	JT	Mongolie
EU	40	18	JW	Svalbard
EU	40	18	JX	Jan Mayen
AS	20	39	JY	Jordanie
NA	3 5	6 8	K, W, N, A	U.S.A.
OC	31	61 62	KB, KH1	Baker, Howland et American Phœnix
NA	8	11	KC4, KP1	I. Navassa (Antarctique)
OC	27	64	KC6	I. Carolines Est et Ouest
NA	8	11	KG4	Guantanamo Bay
OC	27	64	KG6, KH2	Guam
OC	27	64	KG6R, S, T – KH0	I. Mariannes
OC	31	61	KH 6	I. Hawaï
OC	31	61	KH 7	I. Kure
OC	31	61	KJ, KH3	I. Johnston
NA	1	1 2	KL	Alaska I. Aléoutiennes
OC	31	61	KM, KH4	I. Midway
NA	8	11	KP4	Porto Rico
OC	31	61	KP6, KH5 K	Kingman Reef
OC	31	61	KP6, KH5	Palmyre, Jarvis
NA	7	11	KS4, HK0, KP3	Serrana Bank, Roncador Bay
OC	32	62	KS6, KH8	I. Samoa (U.S.A.)
NA	8	11	KV, KP2	I. Virgin
OC	31	61	KW, KH9	I. Wake
OC	31	65	KX	I. Marshall
NA	7	11	KZ	Canal Zone
EU	14	18	LA, LG, LB, LF, LJ	Norvège
SA	13	14 16	LU	Argentine
EU	14	27	LX	Luxembourg
EU	20	28	LZ	Bulgarie
SA	10	12	OA	Pérou
AS	20	39	OD	Liban
EU	15	28	OE	Autriche
EU	15	18	OH, OF	Finlande
EU	15	18	OH0	I. Aland
EU	15	18	OJ0	Market
EU	15	18	OK	Tchécoslovaquie
EU	14	27	ON	Belgique
NA	40	5 75	OX, XP	Groenland
EU	14	18	OY	I. Feroes
EU	14	18	OZ	Danemark

Continent	Zone WAZ	Zone UIT	Préfixes	Pays
OC	28	51	P2	Papouasie, Nlle Guinée
EU	14	27	PA, PD, PE, PI	Hollande
SA	9	12	PJ	Antilles Néerlandaises
NA	8	11	PJ	St Martin, Saba,
				St Eustasius (St Eustache)
SA	11	13	PY, PT, PU, PV, PW	Brésil
		15		
SA	11	13	PY0	Fernando de Noronha
SA	11	13	PY0	St Peter, St Paul
SA	11	15	PY0	I. Trinidad et Martin Vaz
SA	9	12	PZ	Surinam
AS	22	41	S2	Bangladesh
AF	39	53	S7	Iles Seychelles – Aldabra
AF	36	47	S9, CR5	Principe, Sao – Thome
EU	14	18	SK, SL, SM	Suède
EU	15	28	SP	Pologne
AF	34	47	ST	Soudan
		48		
AF	34	38	SU	Egypte
EU	20	28	SV	Crète
EU	20	28	SV	I. Dodécanèse
EU	20	28	SV	Grèce
EU	20	28	SV	Mont Athos
OC	31	65	T2, VR8	Tuvalu
OC	31	63	T3, VR1	Kiribati (Phœnix Brit.)
OC	31	63	T3, VR1	West Kiribati
OC	31	63	T3, VR3	Est Kiribati
AS	20	39	TA	Turquie
EU	40	17	TF	Islande
NA	7	11	TG	Guatémala
NA	7	11	TI	Costa Rica
NA	7	11	TI9	I. Cocos
AF	36	46	TJ	Cameroun
AF	36	47	TL	Rép. Centre Afrique
AF	36	47	TN	Congo
AF	36	47	TR	Gabon
AF	36	47	TT	Tchad
AF	35	46	TU	Côte d'Ivoire
AF	35	46	TY	Benin (Dahomey)
AF	35	46	TZ	Mali
EU	16	19	UA, UK, 1, 3, 4, 6	Union Soviétique (Europe)
		20	UV, UW, 1 à 6	
		29	UN1	(voir aussi Antarctique)
EU	40	75	UA1, UK1	Terre François Joseph
EU	15	29	UA2, UK2F	Kaliningradsk
AS	17	20	UA, UK, UV, UW	Union Soviétique (Asie)
	18	26	9 et Ø	
	19	30		
	23	35		
EU	16	29	UB5, UK5, UT5, UY5	Ukraine
EU	16	29	UC2, UK2A, C. I, L, O, S, W	Russie Blanche
EU	21	29	UD6, UK6C, D, K	Azerbaijan
EU	21	29	UF6, UK6F, O, Q, V	Georgie

Continent	Zone WAZ	Zone UIT	Préfixes	Pays
EU	21	29	UG6, UK6G	Arménie
AS	17	30	UH8, UK8H	Turkoman
AS	17	30	UI8, UK8	Uzbek
AS	17	30	UJ8, UK8J/R	Tadzhik
AS	17	30	UL7, UK7	Kazakhstan
AS	17	31	UM8, UK8M, N	Kirghiz
EU	16	29	U05, UK50	Moldavie
EU	15	29	UP2, UK2B/P	Lithuanie
EU	15	29	UQ2, UK2G/Q	Lettonie
EU	15	29	UR2, UK2R/T	Estonie
NA	1	2	VE, VO, VF, VC, CH, CJ, CF, XJ, XN.	Canada (et Labrador)
	5	4		
		9		
		75		
OC	29	55	VK	Australie
	30	58		
		59		
OC	30	60	VK	I. Lord Howe
OC	30	55	VK9	I. Willis
OC	29	54	VK9	I. Christmas
OC	29	54	VK9	I. Cocos
OC	30	55	VK9	Mellish Reef
OC	32	60	VK9	I. Norfolk
AF	39	68	VKØ	I. Heard
OC	30	60	VKØ	I. Macquarie
NA	7	11	VP1	Belise
NA	8	11	VP2E	Anguilla
NA	8	11	VP2A	Antigua, Barbuda
NA	8	11	VP2V	I. Virgin britanniques
NA	8	11	VP2D	Domenica
NA	8	11	VP2G	Grenada et Dépendances
NA	8	11	VP2M	Monserrat
NA	8	11	VP2K	St Kitts, Nevis
NA	8	11	VP2L	St Lucia
NA	8	11	VP2S	St Vincent et Dépendances
NA	8	11	VP5, ZF1	Turks, Caicos
SA	13	16	VP8	I. Falkland
SA	13	73	VP8, LU-Z	I. Georgia
SA	13	73	VP8, LU-Z	Orkney
SA	13	73	VP8, LU-Z	I. Sandwich
SA	13	73	VP8, LU-Z, CE9AN/AZ	I. Shetland
NA	5	11	VP9	I. Bermudes
AF	39	53	VQ9	Aldabra (S7)
AF	39	53	VQ9	I. Chagos
AF	39	53	VQ9	Desroches
AF	39	53	VQ9	Farquhar
OC	31	63	VR1	I. Phœnix britanniques
OC	31	65	VR1	I. Gilbert et Océan
OC	31	61	VR3,7	I. Line
OC	28	51	VR4, H4	I. Salomon
OC	32	63	VR6	I. Pitcairn
OC	31	65	VR8	Tuvalu (I. Ellice)

Continent	Zone WAZ	Zone UIT	Préfixes	Pays
OC	28	54	VS5	Brunei
AS	24	44	VS6	Hong-Kong
AS	21	39	VS9K	I. Kamaran
AS	26	49	VU7	I. Andaman, Nicobar
AS	22	41	VU	Inde
AS	22	41	VU	I. Laquedives
NA	05	09	VX9	I. Sable
NA	05	09	VX0	I. St Paul
			W, WA, WD	Voir K
NA	6	10	XE - 4A	Mexique
NA	6	10	XF4	Revilla Gigedo
AF	35	46	XT	Rép. Voltaïque
AS	26	49	XU	Rép. Khmer
AS	26	49	XV	Viet-Nam
AS	26	49	XW	Laos
AS	26	49	XZ	Burma (Birmanie)
AS	21	40	YA	Afghanistan
OC	28	51	YB, YD, YC, 8F, CR10	Indonésie ; Port-Timor
		54		
AS	21	39	YI	Iraq (voir aussi 8Z4)
OC	32	56	YJ	Nouvelles Hébrides-Vanuatu
AS	20	39	YK	Syrie
NA	7	11	YN, HT	Nicaragua
EU	20	28	YO	Roumanie
NA	7	11	YS	Salvador
EU	20	28	YU, YR, YZ, YT	Yougoslavie
SA	9	12	YV, 4M	Vénézuéla
NA	8	11	YV0	I. Aves
EU	15	28	ZA	Albanie
EU	14	37	ZB	Gibraltar
AF	36	66	ZD7	Ste Hélène
AF	36	68	ZD8	I. Ascension
AF	38	66	ZD9	Tristan da Cunha et Gough
AF	38	53	ZE	Rhodésie – Zimbabwe
NA	8	11	ZF	I. Cayman
OC	32	63	ZK1	I. Cook
OC	32	63	ZK1	I. Manikini
OC	32	63	ZK2	Niue
OC	32	60	ZL	I. Auckland et Campbell
OC	32	60	ZL	I. Chatham
OC	32	60	ZL	I. Kermadec
OC	32	60	ZL	Nouvelle Zélande
OC	31	62	ZM	Tokelau
SA	11	14	ZP	Paraguay
AF	38	57	ZS1, 2, 4, 5, 6-H5, S8, T4	Afrique du Sud (République d')
AF	38	57	ZS2	I. Prince Edward et Marion
AF	38	57	ZS3	Sud Ouest Africain - Namibia
			ZS7	Swaziland
			ZS8	Lesotho
AS	26	50	1S	I. Spratly
EU	14	27	3A	Monaco
AF	39	53	3B	Geyser Reef
AF	39	53	3B6, 3B7	Agalega et St Brandon

Continent	Zone WAZ	Zone UIT	Préfixes	Pays
AF	39	53	3B8	Mauritius
AF	39	53	3B9	I. Rodriguez
AF	36	47	3C, EA0	Guinée Equatoriale
AF	36	52	3C0	Annobon
OC	32	56	3D2	I. Fidji
AF	38	57	3D6	Swaziland
AF	33	37	3V	Tunisie
AF	35	46	3X, 7G	Guinée
AF	38	67	3Y	I. Bouvet
AS	22	41	4S	Sri Lanka (Ceylan)
EU	14	28	4U	I.T.U. Genève (Nations Unies)
AS	21	39	4W	Yemen (Rép. Arabe du)
AS	20	39	4X, 4Z	Israël
AF	34	38	5A	Lybie
AS	20	39	5B, 5C	Chypre
AF	37	53	5H, VR1	Tanzanie (Zanzibar)
AF	35	46	5N, ZD2	Nigéria
AF	39	53	5R	Rép. Malgache (Madagascar)
AF	35	46	5T	Mauritanie
AF	35	46	5U	Rép. Niger
AF	35	46	5V	Togo
OC	32	62	5W, ZM6	Samoa Ouest
AF	37	48	5X	Ouganda
AF	37	48	5Z, VQ4	Kenya
AF	37	48	6O	Somalie
AF	35	46	6W	Sénégal
NA	8	11	6Y, VP5	Jamaïque
AS	21	39	7O	Yemen Sud (rép. dém. pop.)
AF	38	57	7P (ZS)	Lesotho
AF	37	53	7Q, ZD6	Malawi
AF	33	37	7X	Algérie
NA	8	11	8P, VP6	Barbades
AS	22	41	8Q, VS9	I. Maldives
SA	9	12	8R, VP3	Guyana (ex VP3)
AS	21	39	8Z4	Zone neutre Arab. saoud./Iraq (voir aussi HZ, 7Z)
EU	15	28	9A	San Marino (M1)
AF	35	46	9G, ZD4	Ghana
EU	15	28	9H	Malta
AF	36	53	9J, VQ2	Zambie
AS	21	39	9K	Kuwaït
AF	35	46	9L, ZD1	Sierra Leone
AS	28	54	9M2	Ouest Malaisie
OC	28	54	9M6	Est Malaisie
AS	22	42	9N	Népal
AF	36	52	9Q	Zaïre
AF	36	52	9U	Burundi
AS	28	54	9V, 9M4	Singapour
AF	36	52	9X	Rwanda
SA	9	12	9Y, VP4	Trinidad et Tobago

LISTE DES REGIONS DE FRANCE

Région 1 :

Hauts-de-Seine, Val-de-Marne, Seine-Saint-Denis, Val-d'Oise, Yvelines, Essonne, Seine-et-Marne, Ville de Paris.

Région 2 :

Aisne, Eure, Nord, Oise, Pas-de-Calais, Seine-Maritime, Somme.

Région 3 :

Calvados, Côtes-du-Nord, Finistère, Ille-et-Vilaine, Loire-Atlantique, Maine-et-Loire, Manche, Mayenne, Morbihan, Orne, Sarthe, Vendée.

Région 4 :

Cantal, Charente, Charente-Maritime, Corrèze, Creuse, Dordogne, Gironde, Landes, Lot-et-Garonne, Pyrénées-Atlantiques, Deux-Sèvres, Vienne, Haute-Vienne.

Région 5 :

Ariège, Aveyron, Haute-Garonne, Hautes-Pyrénées, Gers, Lot, Tarn, Tarn-et-Garonne.

Région 6 :

Ardennes, Aube, Marne, Haute-Marne, Meurthe-et-Moselle, Meuse, Moselle, Bas-Rhin, Haut-Rhin, Vosges.

Région 7 :

Côte-d'Or, Doubs, Jura, Nièvre, Haute-Saône, Saône-et-Loire, Yonne, Territoire-de-Belfort.

Région 8 :

Ain, Allier, Ardèche, Drôme, Isère, Loire, Haute-Loire, Puy-de-Dôme, Rhône, Savoie, Haute-Savoie.

Région 9 :

Basses-Alpes, Alpes-Maritimes, Hautes-Alpes, Aude, Bouches-du-Rhône, Corse, Gard, Hérault, Lozère, Pyrénées-Orientales, Var, Vaucluse.

Région 10 :

Cher, Eure-et-Loir, Indre, Indre-et-Loire, Loiret, Loir-et-Cher.

§ 4. — **Code Q**

Dans une liaison radiotélégraphique, les amateurs emploient le code Q, qui constitue à la fois des abréviations et un langage international.

Le code Q comprend des groupes de trois lettres, dont la première est toujours un Q (d'où le nom).

Chaque groupe a une signification bien définie et connue de tous les amateurs.

Parfois même, des groupes sont glissés également dans les conversations radiotéléphoniques, comme abréviations.

Voici les groupes du code Q présentement employés par les radioamateurs. Lorsqu'un groupe est suivi d'un point d'interrogation, l'expression a le sens d'une question ; alors qu'autrement, il s'agit d'un avis ou d'une réponse. Enfin, les amateurs ont parfois un peu modifié le sens de certaines expressions ; nous indiquons ce sens dérivé, le cas échéant, non officiel cependant, après la mention « Am » (amateur).

*
* *

QFE .... Pression atmosphérique au sol à l'endroit considéré.
QFF .... Pression atmosphérique actuelle au niveau de la mer.
QNH .... Pression à laquelle on doit caler un altimètre pour qu'il indique l'altitude au sol à l'endroit considéré.
QNY .... Conditions météorologiques actuelles.
QRA .... Le nom de ma station est ....
QRA ? .... Quel est le nom de votre station ?
Am = Adresse de la station.
QRB .... La distance approximative entre nos stations est de .... miles marins (ou .... kilomètres).
QRB ? .... A quelle distance approximative vous trouvez-vous de ma station ?
Am = Distance.
QRG .... Votre fréquence (ou longueur d'onde) exacte est de .... kHz ou .... mètres).
QRG ? .... Voulez-vous m'indiquer ma fréquence (ou ma longueur d'onde) ?
Am = Fréquence (ou longueur d'onde).
QRH .... Votre fréquence (ou longueur d'onde) varie.
QRH ? .... Ma fréquence (ou longueur d'onde) varie-t-elle ?
Am = Variations de fréquence.
QRI .... La tonalité de votre émission varie.
QRI ? .... La tonalité de mon émission est-elle régulière ?
Am = Tonalité ; note de la porteuse.
QRJ .... Je ne peux pas vous recevoir, vos signaux sont trop faibles.
QRJ ? .... Me recevez-vous mal ? Mes signaux sont-ils faibles ?
Am = Signaux faibles.
QRK .... Je vous reçois bien, vos signaux sont bons. Lisibilité, compréhensibilité (de 1 à 5).
QRK ? .... Me recevez-vous bien ? Mes signaux sont-ils bons ?
Am = Puissance des signaux.
QRL .... Je suis occupé (je suis occupé avec ....). Prière de ne pas brouiller.
QRL ? .... Êtes-vous occupé ?
Am = Occupé.
QRM .... Je suis brouillé.
QRM ? .... Êtes-vous brouillé ?
Am = Brouillage-interférence.
QRN .... Je suis troublé par les atmosphériques.
QRN ? .... Êtes-vous troublé par les atmosphériques ?
Am = Parasites atmosphériques.
QRO .... Augmentez l'énergie ?
QRO ? .... Dois-je augmenter l'énergie ?
Am = Puissant.

QRP .... Diminuez l'énergie.
QRP ? .... Dois-je diminuer l'énergie ?
Am = Petit, faible.
QRQ .... Transmettez plus vite (.......... mots par minute).
QRQ ? .... Dois-je transmettre plus vite ?
Am = Manipulation rapide.
QRS .... Transmettez plus lentement (.......... mots par minute).
QRS ? .... Dois-je transmettre plus lentement ?
Am = Manipulation lente.
QRT .... Cessez la transmission.
QRT ? .... Dois-je cesser la transmission ?
Am = Cessation-fin.
QRU .... Je n'ai rien pour vous.
QRU ? .... Avez-vous quelque chose pour moi ?
Am = Plus rien.
QRV .... Je suis prêt.
QRV ? .... Êtes-vous prêt ?
Am = Prêt.
QRW .... Prière d'aviser .... que j'appelle sur .... kHz (ou mètres).
QRW ? .... Dois-je aviser .... que vous l'appelez sur .... kHz (ou mètres) ?
QRX .... Attendez (ou attendez jusqu'à ce que j'aie fini de communiquer avec ....).
QRX ? .... Dois-je attendre ? A quel moment me rappellerez-vous ?
Am = Attente. Ne quittez pas l'écoute.
QRY .... Votre tour est numéro .... (ou d'après toute autre indication).
QRY ? .... Quel est mon tour ?
QRZ .... Vous êtes appelé par ....
QRZ ? .... Par qui suis-je appelé ?
QSA .... La force de vos signaux est .... (1 à 5).
QSA ? .... Quelle est la force de mes signaux ? (1 à 5).
Am = Lisibilité des signaux.
QSB .... La force de vos signaux varie.
QSB ? .... La force de mes signaux varie-t-elle ?
Am = Fading.
QSD .... Votre manipulation est incorrecte, vos signaux sont mauvais.
QSD ? .... Ma manipulation est-elle correcte ? mes signaux sont-ils nets ?
Am = Manipulation.
QSJ .... La taxe à percevoir par mot pour .... est de .... francs, y compris la taxe télégraphique intérieure.
QSJ ? .... Quelle est la taxe à percevoir pour .... y compris votre taxe télégraphique intérieure ?
Am = Prix
QSK .... Continuez la transmission de tout votre trafic, je vous interromprai s'il y a lieu. (break-in)
QSK ? .... Dois-je continuer la transmission de tout mon trafic ? je peux vous écouter avec mes signaux. (break-in)
QSL .... Je vous donne accusé de réception ?

QSL ? .... Pouvez-vous me donner accusé de réception ?
Am = Carte d'accusé de réception ou de confirmation de liaison.
QSN .... Je peux vous écouter sur .... kHz.
QSN ?............. Pouvez-vous m'écouter sur .... kHz ?
QSO .... Je puis communiquer avec .... directement (ou par l'intermédiaire de ....).
QSO ?............. Pouvez-vous communiquer avec .... directement (ou par l'intermédiaire de ....) ?
Am = Liaison bilatérale.
QSP............... Je retransmettrai à .... gratuitement.
QSP ? .... Voulez-vous retransmettre à .... gratuitement ?
Am = Relais ; retransmission ; à faire suivre.
QSQ .... Am = Transmission sans répétition de chaque mot.
QST .... Am = Communication d'intérêt général.
QSV .... Transmettez une série de VVV, etc.
QSV ?............. Dois-je transmettre une série de VVV ?
Am = Transmission de plusieurs V.
QSX .... J'écoute .... (indicatif d'appel) sur .... kHz (ou mètres) ?
Am = Ecoute d'un autre correspondant sur .... kHz.
QSY .... Passez à la transmission sur .... kHz (ou mètres), sans changer de type d'onde. — ou :
Passez à la transmission sur un autre type d'onde.
QSY ?............. Dois-je passer à la transmission sur .... kHz (ou mètres) sans changer de type d'onde ? — ou :
Dois-je passer à la transmission sur une autre onde ?
Am = Changement volontaire de fréquence.
QSZ .... Transmettez chaque mot ou groupe deux fois.
QSZ ? .... Dois-je transmettre chaque mot ou groupe deux fois ?
Am = Transmission répétée de chaque mot.
QTC .... J'ai .... télégrammes pour vous (ou pour ....).
QTC ?............. Combien avez-vous de télégrammes à transmettre ?
Am = J'ai quelque chose pour vous.
QTH.............. Ma position est .... latitude .... longitude (ou d'après toute autre indication) ?
QTH ?............. Quelle est votre position en latitude et en longitude (ou d'après toute autre indication) ?
Am = Position géographique.
QTR.............. L'heure exacte est ....
QTR ?............. Quelle est l'heure exacte ?
Am = Heure.
QTU.............. Les heures d'ouverture de ma station sont de .... à ....
QTU ?............. Quelles sont les heures d'ouverture de votre station ?
Am = Heures de travail de la station.

Groupes non officiels utilisés par les amateurs :

QRRR .... Signal de détresse terrestre (S.O.S.).
QSC .... Signaux qui disparaissent.
QSLN............. Je ne désire pas de carte QSL et je n'en envoie que sur demande expresse.

Désignations des émissions

On désigne parfois les « types d'ondes » par des lettres. Voici, ci-dessous, les traductions de ces notations :

Modulation d'amplitude

A0 ou N0	Absence de toute modulation.
A1 ou A1A	Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par tout ou rien).
A2 ou A2A	Télégraphie par manipulation d'une fréquence audible de modulation, ou par manipulation de l'émission modulée (cas particulier : émission modulée non manipulée).
A3 ou A3E	Téléphonie, avec double bande latérale et onde porteuse complète.
A3a	Téléphonie, avec bande latérale unique et onde porteuse réduite.
A3b	Téléphonie, avec deux bandes latérales indépendantes et onde porteuse réduite.
A3J ou J3E	Téléphonie, avec bande latérale unique et onde porteuse supprimée.
A4	Fac-similé.
A5	Télévision.
A9	Transmissions complexes et cas non envisagés ci-dessus.
A9c	Transmissions complexes avec onde porteuse réduite.

Ondes amorties

B	Ondes composées de séries successives d'oscillations dont l'amplitude, après avoir atteint un maximum, diminue graduellement, les trains d'ondes étant manipulés suivant un code télégraphique. Procédé pratiquement abandonné.

Modulation de fréquence ou de phase

F0	Absence de toute modulation
F1 ou F1B	Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par déplacement de fréquence).
F2 ou F2B	Télégraphie par manipulation d'une fréquence audible de modulation, ou par manipulation de l'émission modulée par une fréquence audible non manipulée).
F3 ou F3A	Téléphonie.
F4	Fac-similé.
F5	Télévision.
F9	Transmissions complexes et cas qui ne sont pas envisagés ci-dessus.

Modulation par impulsions

P0	Absence de toute modulation destinée à transmettre une information.
P1	Télégraphie sans modulation par une fréquence audible.
	Télégraphie par manipulation d'une fréquence audible de modulation, ou par la manipulation de l'impulsion modulée (cas particulier : impulsion modulée non manipulée) ;
P2d	avec amplitude de l'impulsion modulée à fréquence audible,
P2e	avec fréquence audible modulant la largeur de l'impulsion,
P2f	avec fréquence audible modulant la phase *ou* la position de l'impulsion.

Téléphonie ;

P3d .... modulation des impulsions en amplitude,
P3e .... modulation des impulsions en largeur,
P3f .... modulation des impulsions en phase *ou* en position.
P9 .... Transmissions complexes et cas non envisagés ci-dessus.

§ 5. — Signaux de service

Ce sont aussi des abréviations utilisées principalement en radiotélégraphie ; ces signaux sont employés également par les amateurs, et nous donnons, après la mention Am (amateur), la signification exacte qu'ils leur accordent :

CQ .... Appel général.
AR .... Fin de texte.
Am = Fin de transmission (s'utilise à la fin d'un appel général, avant qu'une liaison soit établie).
AS................ Attente.
SN................ Compris.
K................. Invitation à transmettre.
Am = K figure également à la fin d'un CQ et à la fin de chaque message, avant de redonner la manipulation au correspondant.
VA .... Emission terminée.
Am = VA indique la fin d'un QSO avec un correspondant : éventuellement aussi, la fermeture de la station.

§ 6. — Abréviations complémentaires

Le code Q n'est pas suffisant pour le trafic des amateurs. Aussi ces derniers ont adopté des abréviations complémentaires, soit en graphie, soit en phonie, abréviations qui dérivent presque toutes de l'anglais (1). Les voici :

Abt............... Environ.
AC .... Courant alternatif.
AF .... Basse fréquence.
AFC............. Contrôle automatique de fréquence.
Agn.............. Encore.
ALC.............. Contrôle automatique de niveau (H.F.).
AM............... Modulation d'amplitude.
Ani .... Aucun, quelque.
ANL.............. Antiparasite automatique.
Aer, Ant .... Antenne.
APC.............. Commande automatique de puissance (HF).
ATV. .... Télévision d'amateur.
BC................ Broadcasting, radiodiffusion.
BCI............... Brouillages causés aux auditeurs de broadcast (ou RFI).
BCL .... Auditeur de radiodiffusion.
Bd................ Mauvais.
BF................ Basse fréquence.
Bi .... Par.
Biz................ Les affaires.
Bjr................ Bonjour.
Bk................ Travail en break-in.

BLU	Emission ou réception en bande latérale unique de modulation.
Bsr	Bonsoir.
BT	Basse tension.
Btr	Mieux, meilleur.
Bug	Vibroplex.
B4	Avant.
Call	Indicatif d'appel.
CC	Pilotage par quartz.
CB	Citizens Band (bande 27 MHz des radiotéléphones libres).
CF	Changement de fréquence.
Chirp	Piaulement, piaulé.
Cld	Appelé.
Clg	Appelant.
Cn	Je puis.
Cnt	Je ne peux ; ne pouvez-vous ?
CO	Etage quartz.
CO	Circuit oscillant.
Code	Télégraphie.
Congrats	Compliments.
Cp, Cpse	Contrepoids.
CQ	Appel général.
Crd	Carte (QSL).
Cu	Vous voir.
Cuagn	Vous retrouver.
Cul	Vous retrouver plus tard.
CV	Condensateur variable.
CW	Ondes entretenues (télégraphie).
Da	De.
DC	Courant continu.
Det	Détection.
Dnt	Ne pas ; je ne... pas.
Dr	Cher.
DSB	Emission à deux branches latérales de modulation avec « porteuse » réduite.
DX	Grande distance.
Ere	Ici.
Es	Et.
FAX	Fac-similé.
Fb	Beau travail.
FD	Doubleur de fréquence.
FM	Modulation de fréquence.
Fone	Téléphonie (ou écouteur, casque).
Fr, Fer	Pour.
Freq	Fréquence.
From	Depuis ; à partir de ; de.
GA	Bon après-midi.
GB	Au revoir.
GD	Terre.
GE	Bonne soirée.
Gld	Heureux.
GM	Bonjour (bonne matinée).
GMT, GCT	Temps moyen de Greenwich (TMG).

GN	Bonne nuit.
Gnd	Terre (T).
Gud	Bon.
Ham	Amateur.
HF	Haute fréquence.
Hi !	Et de rire, hilarité.
Hi-Fi	Haute fidélité.
HP	Haut-parleur.
Hpe	Espérer.
Hr, Hre	Ici.
Hrd	Entendu.
Hrx	Heureux.
HT	Haute tension.
HV, Hve	Ai, avons, avez, etc.
Hvy	Beaucoup, en quantité.
Hw	Comment ? Comment me recevez-vous ?
I	Je.
IF	Moyenne fréquence.
Info	Information.
Inpt	Puissance alimentation.
Key	Manipulateur.
LF	Basse fréquence.
LSB	Bande latérale inférieure.
LT	Basse tension.
Ltr	Lettre.
Mayday	Abréviation précédant un message de détresse.
Mni, Mani	Beaucoup.
Manip	Manipulateur.
Mci	Merci.
MF	Moyenne fréquence.
Mi	Mon, ma, mes.
Mike	Microphone.
Msg	Message.
MO	Oscillateur pilote.
MO-PA	Emetteur commandé par oscillateur séparé.
MOX	Commande manuelle.
MTO	Météorologie.
New	Nouveau.
Nd, Nid, Nil	Rien, rien à faire.
Nite	Nuit, soirée.
Nm	Plus rien, plus.
No	Non.
Noise Blanker	Antiparasite automatique.
Nr	Numéro, nombre ou près de.
Nw	Maintenant.
OB	Mon vieux.
OC	Ondes courtes.
OK	Tout bien.
Old	Ancien.
OM	Mon vieux (old man) ; radio-amateur.
ON	Sur, « sur l'air ».
Onli	Seulement.

OPR .... Opérateur.
OW............... Femme opératrice.
PAN.............. (Prononcez : Panne). Abréviation précédant un message d'urgence.
PA .... Etage amplificateur H.F. de puissance.
PEP .... Puissance de crête de l'enveloppe.
Pse .... S'il vous plaît, veuillez.
PH .... Phonie.
Pwr............... Puissance.
R................. Bien reçu.
RAC.............. Courant alternatif redressé. Ronflements.
Red............... Reçu (Rodger).
Rcvr, RX.......... Récepteur.
Rdn............... Courant antenne.
RF .... Haute fréquence.
RFI............... Brouillages sur radio fréquence.
RMS.............. Efficace (tension ou intensité).
Roger .... (Prononcez Rodgeur). Message bien reçu.
ROK.............. Tout reçu ; compris.
Rite............... Ecrivez, j'écris.
Rprt .... Rapport, compte rendu.
Rpt .... Répétez.
RST .... Report de réception.
RTTY............. Radiotélétype.
Sa .... Dites donc.
SG................ Grille écran.
SHF .... Supra haute fréquence.
Shack .... Construction (ou plus simplement : pièce) où se trouve installé l'émetteur).
Sigs............... Signaux.
Sked .... Liaison régulière.
Skip............... Saut des ondes dû au réfléchissement de la ionosphère ; distance entre deux points pour lesquels la propagation est excellente.
Slite............... Légèrement, un peu.
Sn .... Bientôt.
Solid .... Très bon, réception confortable.
Sri .... Désolé, je regrette.
SS .... Signal unique.
SSB............... Emission ou réception en bande latérale unique de modulation (BLU).
SSTV .... Télévision à analyse lente.
Stn .... Station.
Stdi............... Stable.
Sum .... Un peu, quelque.
SW .... Ondes courtes. ....
SWL.............. Amateur récepteur d'ondes courtes.
T................. Prise de terre (Gnd).
Ten............... 10 (mètres)
Test............... Essai.
Tg................ Télégraphie.
Tfc .... Trafic.
Tjrs............... Toujours.
Tnx, Tks .... Merci.

Tmw, Tmrw .... Demain.
To .... Jusqu'à ; à ; vers.
TP .... Téléphonie.
TPTG .... Emetteur à circuits grille et plaque accordés.
Trub .... Ennui, difficulté.
Tri .... Essayez, j'essaie.
TU .... Temps universel (GMT).
TV .... Télévision.
TVI .... Brouillages provoqués sur les bandes de télévision.
U .... Vous (ou « ultra »)
UHF .... Ultra-haute fréquence.
Unstdi .... Instable.
Ur .... Votre, vos.
USB .... Bande latérale supérieure.
V .... De.
VHF .... Très haute fréquence.
VOX .... Commande par la voix.
Vs .... Vous, vos.
Vx .... Vieux.
Vy .... Très.
Wen .... Quand.
Wid .... Avec.
Wilco .... Message reçu, compris, et sera exécuté.
Wkg .... Travaillant.
WL, Wll .... Je vais.
WX .... Temps, conditions atmosphériques.
Xmitter, Xmtr ...... Appareil émetteur.
X, Xtal .... Cristal, quartz.
XYL ou YF .... Epouse de l'opérateur.
YL .... Jeune femme (ou les dames et les demoiselles, en général).
YR .... Votre, vos.
Z .... Heure Z ou heure Zoulou (exprimée en heure GMT ou TU).
2nite .... Ce soir.
33 .... Salutations (employé par les YL).
51 .... Poignée de mains
55 .... Paix.
72 Paix et Amitié.
73 .... Meilleures amitiés.
88 .... Amour, baisers, tendresses.
161 .... Total des deux précédents !
99 .... Dégagez la fréquence.

§ 7. — Contrôles

Découlant de la Convention de Madrid (1932), les amateurs utilisent le code RWT, qui permet de passer le contrôle précis d'une émission quant à sa puissance (QRK), compréhensibilité des messages (QSA), et tonalité des signaux (QRI).

Voici les échelles de notation :

QRK	R1	Puissance de réception trop faible.
	R2	très faible.
	R3	faible.

R4............ médiocre.
R5............ moyenne.
R6............ assez forte.
R7............ forte.
R8............ très forte.
R9............ très puissante (haut-parleur).

QSA

W1 .... Très peu compréhensible.
W2 .... Compréhensible par instants.
W3 .... Difficilement compréhensible.
W4 .... Compréhensible.
W5 .... Parfaitement compréhensible.

QRI

T1............ Courant alternatif brut.
T2............ Courant alternatif musical.
T3............ Courant redressé, non filtré (RAC) et instable.
T4............ Courant redressé, non filtré et stable.
T5............ Courant presque continu, mais instable.
T6............ Courant presque continu, mais stable.
T7............ Courant continu pur, mais note instable.
T8............ Courant continu pur presque parfait.
T9............ Courant continu pur, commande par cristal.

Néanmoins, la Conférence du Caire (1938) a modifié ces notations de la façon suivante :

Les abréviations QRK et QSA ont interverti leur signification ; et de plus, les échelles sont ainsi conçues :

Force

QSA 1 .... A peine perceptible.
QSA 2 .... Faible.
QSA 3 .... Assez bon.
QSA 4 .... Bon.
QSA 5 .... Très bon.

Compréhensibilité

QRK 1........ Illisible.
QRK 2........ Lisible par instants.
QRK 3 .... Lisible, mais difficilement.
QRK 4 .... Lisible.
QRK 5 .... Parfaitement lisible.

... Si bien que certains amateurs utilisent le QRK/QSA 1932, d'autres le QSA/QRK 1938, et cela entraîne à de grossières erreurs !

Pour éviter cela, nous ne saurions trop recommander aux OM d'employer le code de l'American Radio Relay League (1934), concis, précis, et toujours en vigueur. Ce code de contrôle est dit *code RST*, initiales des mots Readability (compréhension), Strength (puissance de réception) et Tone (tonalité de l'émission).

Le contrôle se passe de la façon suivante : RST 589, par exemple, ce qui signifie :

Parfaitement lisible.
Forte puissance de réception.
Tonalité excellente des signaux.

Voici, d'ailleurs, les échelles de notation :

R 1 .... Illisible.
2 .... A peine lisible.
3 .... Lisible avec difficulté.
4 .... Lisible.
5 .... Parfaitement lisible.

S 1 .... Trop faible.
2 .... Très faible.
3 .... Faible.
4 .... Médiocre.
5 .... Moyenne.
6 .... Bonne.
7 .... Assez forte.
8 .... Forte.
9 .... Très forte.

T 1 .... Alternatif brut.
2 .... Alternatif musical.
3 .... Alternatif redressé non filtré et instable.
4 .... Alternatif redressé non filtré, mais stable.
5 .... Alternatif redressé filtré instable.
6 .... Alternatif redressé filtré et stable.
7 .... Continu pur, mais instable.
8 .... Continu pur et stable.
9 .... Continu parfait.

Notations complémentaires

1° Dans le cas de *radiotéléphonie,* la notation *« T »* s'applique à la qualité de la *porteuse.*

Toutefois, en radiotéléphonie, la notation T est plus souvent remplacée par la notation M se rapportant à la modulation. On a alors le code RSM.

Voici d'ailleurs les échelles de notation M pour les contrôles de modulation en amplitude :

M 1 .... Modulation inintelligible ;
2 .... Modulation rendu défectueuse par des oscillations parasites ou autres causes inconnues ;
3 .... Modulation rendue défectueuse par une modulation de fréquence indésirée superposée ;
4 .... Modulation rendue défectueuse par de la surmodulation ;
5 .... Bonne modulation ; excellente qualité ; crêtes maxima ne dépassant pas 100 %.

2° Si l'on veut coter une tonalité vraiment *parfaite,* de qualité *vraiment extraordinaire,* on peut faire suivre le 9 de la lettre X.

Exemple d'un report fb : RST 599X !!

3° La lettre *C* suivant la cote donnée à « T » indique une « note gazouillée » (instabilité).

4° La lettre *K* suivant la cote donnée à « T » indique des « clicks » dans la manipulation.

5° De même que la lettre *D* indique un glissement de fréquence progressif.

6° Nous savons que QRM = brouillages et QRN = parasites atmosphériques ; leur importance est cotée, en télégraphie, au moyen des groupes de lettres suivants :

N.................	Aucun.
X.................	Peu.
XX...............	Fort.
XXX.............	Très fort.

7° Quant au QSB (fading), on le définit, en télégraphie, au moyen des groupes suivants :

N.................	Aucun.
F.................	Faible.
FF...............	Important.
FFF..............	Disparitions complètes.
S.................	Lent.
SS................	Très lent.
R.................	Rapide.
RR...............	Très rapide.
D.................	Déformant (en téléphonie).

Analogies officielles

Il est recommandé aux « phonistes » d'employer les analogies officielles suivantes, surtout dans le cas de liaisons avec des *pays de langue différente ;* il s'agit d'un alphabet phonétique *universel* mis en pratique dans les Services des Transmissions de tous les pays durant ces dernières années :

A.................	alpha	N.................	november
B.................	bravo	O.................	oscar
C.................	charlie	P.................	papa
D.................	delta	Q.................	québec
E.................	écho	R.................	roméo
F.................	fox-trot (ou fox)	S.................	sierra
G.................	golf	T.................	tango
H.................	hôtel	U.................	uniforme
I..................	india	V.................	victor
J..................	juliette	W................	wiski
K.................	kilo	X.................	X-ray
L.................	lima	Y.................	yankee
M................	mike	Z.................	zoulou

§ 8. — Trafic - Modes opératoires - Livre de bord

Nos lecteurs connaissent certainement la manière de trafiquer des amateurs ; nous ne nous étendrons donc pas sur cette question.

D'ailleurs si, pour certains, ce sujet est un peu vague, le *meilleur procédé,* qui se passe d'explications à grand développement, consiste à se familiariser avec le trafic amateur par l'écoute répétée de leurs bandes (bande 80 mètres, par exemple, où il est facile d'entendre les deux correspondants).

Il existe, d'ailleurs, des ouvrages de vulgarisation consacrés exclusivement au trafic d'amateur proprement dit. D'autre part, les modes opératoires télégraphique et téléphonique sont détaillés dans les circulaires envoyées par l'administration des P.T.T. aux futurs candidats.

Nous nous limiterons simplement à donner quelques conseils pratiques d'ordre général destinés à réduire certaines erreurs portant préjudice à un bon trafic.

1° Ne jamais « démarrer » sans avoir, au préalable, fait un tour d'écoute générale ; il est inutile, en effet, de lancer des CQ si la bande est bouchée (propagation mauvaise).

2° Ne jamais « démarrer » si sa propre fréquence est occupée par un autre amateur ; choisir autant que possible une fréquence libre (bien que cela soit de plus en plus difficile).

3° Ne jamais lancer des CQ interminables, qui risquent de lasser les correspondants éventuels. Indiquer souvent son indicatif (et en téléphonie, faire suivre chaque fois celui-ci par des analogies — exemple : F3AV, Alpha, Victor).

4° Même remarque pour répondre à un appel : ne pas répéter vingt fois l'indicatif de l'appelant avant de passer le sien propre.

5° Dans le passage d'un indicatif, ne pas omettre d'indiquer les lettres de nationalité ; elles font partie de l'indicatif comme les autres chiffres ou lettres. Des amateurs lointains pourront vous identifier plus facilement.

6° Evitez de changer de fréquence toutes les cinq minutes (V.F.O.), sous prétexte de sortir du QRM. Vous risquez de créer d'importants brouillages à d'autres amateurs et, de plus, de sortir d'un QRM pour en subir un autre encore plus violent.

7° Si vous disposez d'un pilote V.F.O. à affichage de fréquence *(précis)*, indiquez souvent votre fréquence au cours de vos émissions ; vous rendrez ainsi service à d'autres amateurs désirant faire un étalonnage de bande sur un récepteur, par exemple.

8° Si un correspondant vous signale un défaut de votre émission, porteuse RAC, par exemple, ne dites pas : « Oui, je sais, c'est ennuyeux ! » Puisque vous le savez, que diable ! au lieu de faire du trafic, connectez votre antenne fictive et remédiez au défaut — n'empoisonnez pas la bande ! « Sur l'air », vous vous devez de présenter une émission parfaite.

9° En radiotéléphonie, surveillez votre élocution ; parlez un « français correct » ; évitez les phrases *imagées ridicules.*

Livre de bord

Dates	G.M.T. Début	Bande MHz	Indicatifs	Fréquence	Je reçois				Je suis reçu				Observations	G.M.T. Fin	QSL	
					R	S	T	M	R	S	T	M			Envoyée	Reçue

10° Donnez des contrôles exacts et non « de complaisance ». Ne pas donner un contrôle minable à votre correspondant *parce que* celui-ci vous reçoit mal ; la propagation peut être unilatérale, ou quelque chose peut ne pas très bien fonctionner chez vous.

11° Le cahier d'écoute est obligatoire. Tout le trafic (heure, bande, contrôles, observations diverses) doit y être noté.

12° Evitez les QSO archi-multiples (qui ne profitent à personne).

13° Ne pas « pontifier » ; ne pas donner des conseils à torts et à travers lorsqu'on n'en est pas capable, lorsqu'on ne possède pas le « bagage » ou la documentation nécessaire. Cela risque de porter toutes sortes de préjudices à votre correspondant. De plus, vous pouvez être entendu par un OM ou un SWL « du métier » qui s'amuserait alors follement à vos dépens !

Livre de bord

L'Administration des P. et T. exige que chaque station d'amateur tienne un carnet d'écoute, ou journal, ou livre de bord, ou log-book, sur lequel sont notées toutes les communications réalisées. Ce journal de bord peut être établi sur un gros cahier que l'on divise comme nous le montrons à la page précédente. C'est le répertoire du trafic de la station, l'enregistrement des performances, des DX ; mais c'est aussi une preuve des heures de fonctionnement de la station (en cas d'usurpation d'indicatif).

§ 9. — Répartition et utilisation des fréquences radio-électriques

Dans le tableau ci-après, nous avons établi le classement, la répartition et l'utilisation des fréquences dites « radioélectriques » jusqu'à 35 000 MHz. Bien entendu, dans le cas de la radiodiffusion en modulation d'amplitude (bandes G.O., P.O. et O.C.) ou en modulation de fréquence (bande F.M.), ainsi que pour la télévision, nous n'indiquons pas la fréquence attribuée à chaque émetteur ! Ces fréquences sont connues, ou alors il suffit de consulter un journal de programmes ou le *« World Radio-TV handbook »*. Nous nous bornons à indiquer les limites de bandes attribuées.

Par contre, dans d'autres cas, nous donnons des fréquences précises, soit parce qu'elles sont peu connues, soit parce qu'elles peuvent aider à l'étalonnage des récepteurs pour les bandes correspondantes.

D'ores et déjà, nous nous excusons auprès de nos lecteurs si cette liste — pourtant copieuse — leur paraît incomplète. Incomplète... et peut-être (malgré tout) erronée ! L'attribution des fréquences change si souvent ! Nous avons cependant groupé le maximum de renseignements qu'il nous a été possible de recueillir avec « assurance » de précision...

Mais nous sommes certains que nos lecteurs comprendront aisément la somme de difficultés présentées par un tel travail de recherche et nous les remercions de leur indulgence.

Bande de 150 kHz et au-dessous	Trafics télégraphiques divers. Trafic maritime. (Gamme de plus en plus abandonnée.)
Fréquence de 91,15 kHz	Signaux horaires du Bureau International de l'Heure (Observatoire de Paris) ; émetteur de Saint-André-de-Corcy (FTA91).
Fréquence de 150 kHz	attribuée aux interphones H.F.
Gamme GO de 150 à 275 kHz	Radiodiffusion. Balises et radiophares (aviation ou marine) à partir de 250 kHz et au-dessus.
Gamme MO de 275 à 520 kHz	Radiophares, radio-ranges et balises (aviation et marine). Radionavigation « Consol ».
Gamme PO de 520 à 1605 kHz	Radiodiffusion. (Certaines balises aéronautiques sont encore intercalées dans cette gamme jusqu'aux environs de 750 kHz.)

Bande de 1 605 à 4 450 kHz	Trafic « Chalutiers ». Stations côtières ; trafic et météo (marine). Radionavigation. Trafic H.F. aviation. Trafic militaire. Loran (1 750 à 1 950 kHz).
Fréquence de 3 881 kHz	Paris FAV22. Cours de lecture au son (6 825 kHz également).
Bande de 3 500 à 3 800 kHz	Bande « amateurs » 80 m.
Bande de 3 400 à 4 000 kHz	Trafic stations de gendarmerie.
Bande de 4 750 à 5 000 kHz	Radiodiffusion (Afrique). **N.B.** — Certaines stations fonctionnent également dans les bandes OC normales de radiodiffusion.
Bande de 4 500 à 5 850 kHz	Divers. Certains trafics H.F. aviation et trafics militaires.
Bande de 5 850 à 6 410 kHz	Radiodiffusion ; bande 49 m.
Bande de 7 000 à 7 100 kHz	Bande « amateurs » 40 m.
Bande de 7 100 à 7 600 kHz	Radiodiffusion.
Fréquence de 7 428 kHz	Signaux horaires (Pontoise). Relais partiel de l'émission permanente sur la fréquence de 91,15 kHz.
Bande des 8 800 kHz	Trafic H.F. aviation.
Bande de 8 970 à 9 860 kHz	Radiodiffusion ; bande 31 m.
Fréquence de 10,775 MHz	Signaux horaires (Pontoise). Relais partiel de l'émission permanente sur la fréquence de 91,15 kHz.
Bande de 11,45 à 12,48 MHz	Radiodiffusion ; bande 25 m.
Fréquence de 13,873 MHz	Signaux horaires (Pontoise). Relais partiel de l'émission permanente sur la fréquence de 91,15 kHz.
Bande de 14 à 14,35 MHz	Bande « amateurs » 20 m.
Bande de 14,67 à 16 MHz	Radiodiffusion ; bande 19 m.
Bande de 17 à 18,75 MHz	Radiodiffusion ; bande 16 m.

Bande de 21 à 21,45 MHz	Bande « amateurs » 15 m.
Bande de 20,7 à 22,8 MHz	Radiodiffusion ; bande 13 m.
Bande 26,960 à 27,280 MHz	Fréquences pour radiocommande et pour radiotéléphones d'une puissance inférieure à 50 mW (Citizens Band).
Bande de 27,290 à 27,430 MHz	Radiotéléphones d'une puissance comprise entre 50 mW et 3 W.
Bande de 28 à 29,7 MHz	Bande « amateurs » 10 m.
Nota :	Dans les inter-bandes de toute la gamme OC (ondes décamétriques), on trouve : certaines stations de radiodiffusion, stations de trafic télégraphique et téléphonique commerciales P. et T. — Presse — ou Militaires ; radiocommunications « H.F. » aéronautiques.
Bandes de 20 à 27,9 MHz et de 28 à 38 MHz	Trafic « Mobiles » en FM. Armée de terre. Gendarmerie.
Bandes de 31,7 à 41 MHz de 68 à 88 MHz de 151 à 162 MHz de 440 470 MHz	Gammes prévues pour les réseaux privés de radiotéléphones (modulation de phase ou de fréquence).
Bande de 30 à 40 MHz	Police.
Bande de 32 à 35 MHz	S.N.C.F.
36,4 et 39,2 MHz	Fréquences prévues pour l'utilisation des « microphones-émetteurs » portatifs (FM).
Bande de 43 à 65,55 MHz	Télévision : bande I.
Bande de 68 à 88 MHz	Police. Pompiers. E.D.F., etc.
Bande de 72 à 72,5 MHz	Radiocommande « amateurs ». E.D.F.
Bande de 75 à 82 MHz	Radio-Taxis. Radiotéléphone voitures TDF.
Bande de 75 à 88 MHz	Police.
Bande de 88 à 108 MHz	Radiodiffusion FM

Bande de 108 à 112 MHz	Aéronautique : Localizer (balisage axial de piste - ILS - VAR).
Bande de 111,6 à 117,9 MHz	Stations VOR de radioguidage (aviation).
Bande de 117,9 à 144 MHz	Aéronautique : radiocommunications V.H.F.
Bande de 144 à 146 MHz	Bande « amateurs » 2 m.
Bande de 146 à 156 MHz	Services aéronautiques.
Bande de 156 à 162 MHz	1) Radiotéléphone urbain à bord des véhicules et S.N.C.F. 2) Bande maritime V.H.F. en modulation de fréquence.
Bande de 162 à 215 MHz	Télévision : bande III.
Bande de 225 à 400 MHz	Radiocommunications U.H.F. et Services divers (Aéronautique).
Bande de 328,6 à 335,4 MHz	Balisage de descente ou glidepath pour atterrissage sans visibilité.
Bande de 430 à 440 MHz	Bande « amateurs » (sauf portion 433 à 434,5 MHz).
Bandes de 433 à 435 MHz et de 450 à 460 MHz	Aéronautique. Radioguidage. Radiocommunications.
Bande de 460 à 470 MHz	Police.
Bandes de 470 à 880 MHz	Télévision ; bandes dites « U.H.F. ».
Bande des 650 MHz	Faisceaux hertziens militaires.
Bande de 880 à 940 MHz	Télécommunications civiles.
Bande de 960 à 1 215 MHz	Aéronautique : IFF - TACAN - DME.
Bande de 1 220 à 1 260 MHz	Bande « amateurs » partagée avec d'autres services officiels.
Bande de 1 250 à 1 350 MHz	Radars bande L.

Bande de 1 350 à 2 700 MHz	Télécommunications. Télémesures.
Bande de 2 300 à 2 450 MHz	Bande « amateurs » partagée avec d'autres services officiels.

BANDES SHF (1 GHz = 1 000 MHz)

Bande de 3 à 3,3 GHz	Radars de surveillance aéronautique, bande S.
Bande de 3,4 à 4,2 GHz	Faisceaux hertziens civils : TDF : 3,4 à 3,8 GHz ; PTT : 3,8 à 4,2 GHz.
Bande de 4 à 7 GHz	Ordre de grandeur des fréquences de réception et de ré-émission des satellites-relais.
Bande de 4,2 à 4,4 GHz	Radioaltimètres (aéronautique).
Bande de 4,4 à 5 GHz	Faisceaux hertziens militaires.
Bande de 5 à 5,4 GHz	Radionavigation.
Bande de 5,4 à 5,9 GHz	Radars bande C.
Bande de 5,65 à 5,85 GHz	Bande « amateurs » partagée avec d'autres services officiels.
Bande de 5,9 à 8,5 GHz	Télécommunications. Faisceaux hertziens civils.
Bande de 8,5 à 10,6 GHz	Radars bande X. Radars d'atterrissage GCA. Radars météorologiques.
Bande de 10 à 10,5 GHz	Bande « amateurs » partagée avec d'autres services officiels.
Bande de 10,6 à 13,25 GHz	Télécommunications.
Bande des 12 GHz	Télévision par satellite (TDF : 11,7 à 12,5 GHz).
Bande de 13,3 à 14,4 GHz	Radars Doppler.
Bande de 14,4 à 15,35 GHz	Télécommunications.

Bande de 15,5 à 17 GHz	Radars bande Ku auto-direction d'engins.
Bande de 17,7 à 19,7 GHz	Télécommunications.
Bande de 24 à 24,25 GHz	Bande « amateurs » partagée avec d'autres services officiels.
Bande de 25 à 35 GHz	Radars aéronautiques.

§ 10. — **Emissions de fréquences étalons et de signaux horaires**

GBR.............. (Rugby-England), 16 kHz.
NBA.............. (Panama), 18 et 24 kHz.
WWVL .... (Sunset-Colorado-U.S.A.), 20 kHz.
WWVB .... (Fort Collins Colorado-U.S.A.), 60 kHz.
FTA91 .... (St-André-de-Corcy - France), Bureau International de l'Heure (BIH).
91,15 kHz (45 kW).
DCF77............ (Mainflingen-Francfort). 77,5 kHz (signaux horaires).
FFH.............. (Paris, 2,5 MHz 5 kW (C.N.E.T.).
HBN.............. (Neuchâtel-Suisse), 2,5 et 5 MHz.
CHU.............. (Canada), 3,330 MHz.
7,335 MHz.
14,670 MHz.
WWVH .... (Puunene-Hawaï), 5 MHz.
10 MHz.
15 MHz.
WWV............. (Fort-Collins - Colorado), 2,5 MHz (2,5 kW).
5 MHz (10 kW).
10 MHz (10 kW).
15 MHz (10 kW).
20 MHz (2,5 kW).
25 MHz (2,5 kW).
MSF.............. (Rugby, England) 2,5 - 5 et 10 MHz.
OMA .... (Satalice, Tchécoslovaquie) 2,5 MHz.
JJY............... (Tokyo) 2,5 - 5 - 10 et 15 MHz.
LOL .... (Buenos-Aires) 5 - 10 et 15 MHz.
ZUO.............. (Johannesburg) 5 et 10 MHz.
FTH 42 .... 7 428 kHz | Pontoise - Bureau International de l'Heure
FTK 77 .... 10 775 kHz | (B.I.H.). Relais partiel de l'émission
FTN 87 .... 13 873 kHz | de FTA 91 sur 91,15 kHz.

•

ATTENTION

Les fréquences 10, 15, 20, 25 MHz sont exploitées par *plusieurs* stations de signaux horaires réparties sur le globe. De ce fait, si l'on écoute une émission *à battements pendulaires à la seconde* sur l'une de ces fréquences, il n'est pas obligatoirement certain qu'il s'agisse de WWV ; cela peut dépendre de l'heure de l'écoute, des conditions de propagation, des variations saisonnières de cette propagation, etc.

En principe, dans nos régions, c'est l'émetteur britannique MSF sur 10 MHz qui est reçu le plus aisément et le plus régulièrement.

•

Comme étalon H.F., on peut aussi utiliser l'émetteur de Droitwich (G.O.) sur 200 kHz dont le pilote est tout particulièrement étudié et est d'une stabilité remarquable.

CONCLUSION

Pour terminer, il nous faut insister sur l'esprit cordial, l'entr'aide, la camaraderie qui forment cette belle chaîne liant tous les amateurs du globe.

Quelques F... peuvent exercer à l'étranger une influence considérable et amener une opinion bonne ou mauvaise sur notre compte.

Songeons à la renommée mondiale des amateurs-émetteurs helvétiques, renommée issue de leur correction, de leur bon trafic et de la qualité de leurs émissions.

En résumé, nous ne pouvons que répéter le mot d'ordre qui nous est cher :

« Correction, obligeance, sincérité » doivent être de règle dans le trafic d'amateur.

Et nous ajouterons :

« Qualité des émissions »... pour clore cet ouvrage avant tout technique.

Avec les cordiales « 73 » de

Roger A. RAFFIN,
F3AV.

BIBLIOGRAPHIE GÉNÉRALE

Comme nous l'avons dit dans l'*Introduction* de cet ouvrage, il n'est pas interdit de se documenter... pas plus au technicien qu'au journaliste ! En effet, l'auteur qui ne travaille que sur ses recherches personnelles, voire ses inventions, n'est pas encore né.

Aussi, chaque fois que le cas s'est présenté, en avons-nous avisé le lecteur par une référence en bas de page ou dans le texte même. On pourra ainsi, commodément, consulter l'original pour obtenir, le cas échéant, des renseignements plus complets.

Outre les références dont nous venons de parler, nous indiquons, ci-dessous, les ouvrages ou les revues que nous avons consultés, ou, d'une manière plus générale, les publications dont nous conseillons la lecture à l'amateur s'intéressant à l'émission et à la réception des ondes courtes.

Néanmoins, il convient de signaler que certains de ces ouvrages sont désormais épuisés ; mais il est toutefois bien évident que les montages qui en ont été tirés à l'origine, ont été modernisés et remis au goût du jour dans la présente édition.

Le Haut-Parleur, radio, électronique, télévision, journal des OM et des SWL, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Short-Wawe-Magazine et QST.

Radio R.E.F., 2, square Trudaine, 75009 Paris.

Ondes Courtes Informations (revue de l'Union des Radio-Clubs, B.P. 73-08, 75362 Paris Cedex 08).

The Radio-Handbook by Editors and Engineers, Santa Barbara, California (U.S.A.).

The Radio Amateur's Handbook (de l'A.R.R.L.).

The Antenna Book (de l'A.R.R.L.).

Documentations techniques diverses aimablement confiées par plusieurs firmes françaises et étrangères, notamment : DRAKE – National C° – Thomson SESCOSEM – MOROTOLA – SERCI – ICOM – R.C.A. – Sylvania – R.T.C. « La Radiotechnique » « Compelec » – Vareduc Comimex – Mosley – YAESU – Kenwood – Amtron – Hy Gain – Millerioux S.T.S. – Sommerkamp – Heathkit – Etc.

Les schémas publiés dans le présent ouvrage sont donnés sans garantie en ce qui concerne leur éventuelle protection par des brevets.

TABLE DES MATIÈRES

Préface de la première édition 5
Préface 7
Introduction 9

CHAPITRE I

Les ondes courtes et les amateurs 15

CHAPITRE II. — Rappel de quelques notions fondamentales

§ 1. — Tubes à vide 23
§ 2. — Tétrodes et pentodes de puissance 23
§ 3. — Tubes à gaz. Tubes régulateurs 24
§ 4. — Caractéristiques statiques 24
§ 5. — Classes d'amplification 25
1° Classe A 25
2° Classe B 26
3° Classe C 26
4° Classes intermédiaires 27
§ 6. — Tension de déchet. Angle de passage 27
§ 7. — Loi d'Ohm 28
§ 8. — Les transistors en réception 29
§ 9. — Utilisation des semi-conducteurs dans la construction des émetteurs 33
§ 10. — Documents utiles 38
Résistances en parallèle. Condensateurs en série 38
Section des fils 39
Codes des couleurs 40
Impédance des capacités à diverses fréquences 47
Correspondance des mesures de longueur (anglaises et américaines). 48
Correspondance des numéros de jauges (pour fils) en diamètre (en mm) 49
Correspondance des fractions de pouce en mm 50
§ 11. — Méthodes de câblage 50

CHAPITRE III. — Classification des récepteurs OC

§ 1. — Généralités 53
§ 2. — Amplification directe 54
§ 3. — Changement de fréquence 54

CHAPITRE IV. — Etude des éléments d'un récepteur OC

§ 1. — Le Q d'une self-inductance ... 57
§ 2. — Circuit oscillant. Pertes et qualité ... 57
§ 3. — Quelques méthodes de band-spread ... 59
§ 4. — L'amplificateur HF ... 60
Compensateur d'antenne ... 61
Etage HF cascode ... 61
La transmodulation dans les étages HF ... 62
Montages pratiques à transistors ... 67
§ 5. — Le changement de fréquence ... 72
§ 6. — L'oscillateur ... 74
Oscillateur Colpitts à transistor ... 75
Oscillateur quartz à transistor ... 75
§ 7. — L'amplificateur MF ... 76
Sélectivité variable ... 83
Circuit « T-notch » ... 84
Multiplicateur de facteur de surtension Q ... 84
Filtres passe-bande à quartz et mécaniques ... 86
§ 8. — Problème de l'alignement ... 90
§ 9. — Détection et C.A.G. ... 91
§ 10. — Systèmes antiparasites ... 95
Noise - Blanker ... 97
§ 11. — Indicateur d'accord et « S-mètre » ... 97
Etalonnage des « S-mètres » ... 98
§ 12. — Oscillateur de battement pour la télégraphie (B.F.O.) ... 99
§ 13. — L'amplificateur BF et l'alimentation ... 101
L'alimentation ... 102
§ 14. — Oscillateur d'étalonnage à cristal ... 103
§ 15. — L'étage de silence ou « squelch-circuit » ... 104
§ 16. — Souffle ; bruit de fond ; sensibilité ... 105
§ 17. — Compléments utiles à un récepteur ... 108
1° Circuit BF à sélectivité variable ou à réjection ... 108
2° Filtre BF pour phonie et CW ... 110

CHAPITRE V. — Etude des éléments d'un émetteur

§ 1. — Résistance et pertes des circuits oscillants ... 113
Remarques sur le montage des CV de C.O. parcourus par la HT .. 114
§ 2. — Rôle du pilote ... 116
§ 3. — Divers « maîtres-oscillateurs » ... 116
Hartley ... 116
Hartley à réaction cathodique ... 116
Colpitts ... 117
Colpitts à accord série (ou Clapp) ... 117
Notes sur le montage et l'utilisation des maîtres oscillateurs ... 117

§ 4. — Oscillateur pilote quartz 118
Montages oscillateurs à cristal 119
Oscillateur Pierce 119
Note sur les oscillateurs quartz à circuit accordé 120
Note concernant la fréquence marquée sur certains cristaux 120
Oscillateurs à quartz VHF 121
§ 5. — Pilote V.F.O. 124
Montages de V.F.O. 125
Pilote synthétiseur de fréquence 128
§ 6. — Rôle des étages tampon et multiplicateur 131
§ 7. — Rôle de l'amplificateur HF étage PA 135
Influence de la capacité du condensateur d'accord de sortie 135
Tension d'isolement du CV d'accord 140
Valeur du courant anodique 141
Oscillations parasites dans un amplificateur HF 142
Amplificateurs HF avec tubes en parallèle ou en push-pull 143
Montages courants des circuits accordés d'anode dans les amplificateurs HF de puissance 144
Circuits de couplage à l'antenne 145
Utilisation des transistors de puissance en émission 147
§ 8. — Polarisation 148
§ 9. — Neutrodynage 149
Conditions de neutrodynage 151
Réglages 151
Précautions indispensables 152
Autre circuit de neutrodynage 153
Neutrodynage shunt 154
§ 10. — Modes de couplage entre étages 154
Couplage électrostatique 154
Liaison inter-étages par circuit en π 155
Liaison inter-étages pour transistors 156
Couplage électromagnétique 157
Couplage par ligne (link-coupling) 157
Amplificateurs à montage inversé ou à couplage par la cathode 159

CHAPITRE VI. — Alimentations

§ 1. — Alimentations pour récepteur 161
§ 2. — Redressement par diodes au silicium 162
§ 3. — Alimentations pour émetteurs 163
Note concernant la tension fournie par un montage redresseur 164
Régulation 165
Redresseurs pour polarisation 165
§ 4. — Filtrage 166
§ 5. — Quelques montages de redresseurs HT 167
§ 6. — Stabilisation des alimentations 170
1. — Stabilisation par tube à gaz 170
2. — Stabilisation par diode Zener 171
§ 7. — Alimentation stabilisée BT 172

CHAPITRE VII. — Les circuits accordés Détermination des bobinages. Bobines d'arrêt

§ 1. — Les circuits accordés des récepteurs 175
Calcul des bobinages 175
Remarques 178
Blocs de bobinages réalisables par l'amateur 179
Réalisation des transformateurs MF 184
§ 2. — Les circuits accordés des émetteurs 184
§ 3. — Les bobines d'arrêt HF 186
Bobinages d'arrêt pour VHF 188
Bobinages d'arrêt toroïdales 188
Bobines d'arrêt commerciales 188
§ 4. — Réactance inductive et capacitive. Fréquence de résonance 189
§ 5. — Circuits accordés sur VHF 191

CHAPITRE VIII. — Pratique des récepteurs spéciaux OC

§ 1. — Généralités 193
La réception des ondes courtes 194
§ 2. — Récepteurs à simple changement de fréquence 197
§ 3. — Réception par double changement de fréquence. Adaptateurs 199
Adaptateurs à transistors 200
§ 4. — Récepteurs complets à double changement de fréquence 207
1° Récepteur à transistors à partir de modules 207
2° Récepteur GR 78 Heathkit 215
3° Récepteur « amateurs » double CF à transistors (CW-BLU) 221

CHAPITRE IX. — La radiotélégraphie

§ 1. — Généralités 227
§ 2. — Systèmes de manipulation 227
Où monter le manipulateur ? 227
Trafic télégraphique en BK 230
Manipulation avec tube clamp 231
Filtres de manipulateur 232
Manipulateurs (ordinaire et électronique) 234
§ 3. — Monitor pour télégraphie 236
§ 4. — Apprentissage de la lecture au son 237

CHAPITRE X. — La radiotéléphonie

§ 1. — Considérations générales - Modulation en amplitude 241
§ 2. — Modulation par contrôle d'anode 244
Modulation plaque, liaison par transformateur 244

§ 3. — Modulation par contrôle de grille 246
1° Modulation sur la grille de commande G1 246
2° Modulation sur la grille écran G2 248
3° Modulation sur la grille suppressor G3 248
§ 4. — Modulation combinée plaque et écran 249
A) Procédé par transformateur spécial 250
B) Procédé par résistance 250
§ 5. — Modulation des émetteurs à transistors 250
§ 6. — Contrôle automatique du gain BF. Compresseurs de modulation 252
Préamplificateur - compresseur et « bip » de fin d'émission 253

CHAPITRE XI. — Amplification BF. Modulateurs

§ 1. — Microphones 261
§ 2. — Conception des modulateurs 261
Transformateurs « driver » 261
Transformateurs de modulation 262
Mesure de la puissance modulée 263
§ 3. — Quelques montages d'amplificateurs BF modulateurs 263
A) Modulateur 25 W à transistors 263
B) Version 6 à 10 W 266
C) Modulateur 60 W à transistors 266
D) Modulateur sans transformateur de sortie 267

CHAPITRE XII. — Emetteurs AM et CW

§ 1. — Avertissements 269
§ 2. — Emetteur type TX - 100/15 - SR 270
§ 3. — Emetteurs ondes décamétriques à transistors 284
I. — Emetteur 7 MHz 5 W 285
II. — Emetteur 20 W 286
III. — Emetteur 27-28 MHz 5 W 287
IV. — Amplificateur HF 100 W 289
V. — Amplificateur HF linéaire (27-30 MHz) 3 W/20 W 290
VI. — Emetteur 20 W ondes décamétriques 292

CHAPITRE XIII. — Les antennes

Première partie : Antennes spéciales de réception O.C. 295
Quelques réalisations pratiques 296

Seconde partie : Antennes d'émission O.C. 300
Avertissements 300

§ 1. — Antenne fictive 300
§ 2. — Antennes rayonnantes pour OC et OTC 301
Antenne verticale ou antenne horizontale ? 303
§ 3. — Les feeders 303
§ 4. — Couplage de l'antenne et de son feeder à la sortie de l'émetteur ... 305
Réglage du couplage optimum à la sortie de l'émetteur 307
Adaptation des impédances à la base 307
Filtre Collins 308
Circuit Jones 310
Circuit Faust 311
Les boîtes d'accord (ou de couplage) 312
§ 5. — Adaptation des impédances sur l'aérien 315
Adaptation par « balun » large bande 317
§ 6. — Réalisations pratiques d'aériens O.C. 318
Notes sur les antennes multibandes 319
A) Antenne Conrad - Windom 320
B) L'antenne Fuchs et l'antenne Long-Wire 321
C) Antenne Lévy 323
D) Antenne Zeppelin 323
Notes importantes concernant les antennes Lévy et Zeppelin ... 324
Réglage des antennes Lévy et Zeppelin 325
E) Les antennes pour espaces restreints et les antennes verticales .. 325
F) Antennes multibandes 325
Antenne type G5 RV 326
Antenne toutes bandes à trappes W3DZZ 326
Antenne AK 75 DRAKE 328
Antenne toutes bandes omnidirectionnelle W 3 HH 329
G) Les antennes verticales 332
Antenne verticale 3,5 - 7 - 14 MHz 336
Antenne GPA 5 toutes bandes 337
Autres antennes verticales commerciales 338
H) Antennes dirigées 338
1° Antenne carreau Chireix Mesny - Cubical Quad 338
2° Antenne directive 3 éléments ; bandes 14 - 21 - 28 MHz 339
Notes sur les aériens rotatifs 343
Système de rotation électromécanique pour antennes tournantes 345
I) Antennes pour « mobiles » ondes décamétriques 348
§ 7. — Antennes spéciales pour ondes VHF et UHF 349
A) Antenne verticale coaxiale 350
Antenne Ground - Plane 350
B) Antenne Yagi - Berr 5 éléments - 144 MHz 351
C) Antenne UHF à éléments 1/2 onde en phase (435 MHz) 353
D) Antenne omnidirectionnelle Big - Wheel 354
E) Antennes VHF pour postes mobiles 357
Antenne Halo 359
§ 8. — Mesure de la puissance HF 360
Réglage des aériens VHF - UHF 362
§ 9. — A) Réflexions et conseils pratiques 363
B) Inverseur « émission-réception » et parafoudre 365

§ 10. — Terre ... 369
§ 11. — BCI et TVI ... 371

CHAPITRE XIV. — Technique des VHF
Ondes métriques

§ 1. — Généralités ... 379
§ 2. — Adaptateurs VHF ... 382
I. — Adaptateurs 144 MHz à transistors ... 382
II. — Adaptateur 144 MHz à transistors à effet de champ ... 386
III. — Oscillateur variable à diode-varicap ... 388
§ 3. — Récepteurs VHF ... 388
A) Récepteur VHF à double CF ... 388
B) Accord par diodes-varicap ... 393
C) Préamplificateur VHF à faible bruit ... 394
D) Récepteur 144-146 MHz à transistors et circuits intégrés ... 395
§ 4. — V.F.O. et oscillateurs VHF ... 399
Oscillateurs VHF ... 399
I. — V.F.O. pour émetteur 144-146 MHz ... 401
II. — V.F.O. par addition de fréquences ... 403
§ 5. — Emetteurs VHF à semi-conducteurs ... 405
I. — Amplificateur VHF 25-30 W ... 405
II. — Emetteur 144 MHz 6 W ... 410
III. — Amplificateur VHF 144/150 MHz 4,5 W ... 412
IV. — Amplificateur de puissance 25 W ... 412
V. — 50 watts VHF à 200 MHz ... 415
VI. — Emetteur 144 MHz 20 W ... 416
VII. — Amplificateur VHF 1 W-45 W ... 418
VIII. — Emetteur VHF 600/750 mW à modulation de phase ... 420
§ 6. — Transceivers 144 MHz ... 420
I. — Transceiver 144 MHz de faible puissance ... 420
II. — Transceiver 144 MHz 20 W ... 430
III. — Transceiver commercial IC 211 E ... 437
§ 7. — Transverter 28-144 MHz ... 438
§ 8. — Amplificateurs HF linéaires de puissance ... 442
Montage à lampe QQE - 06/40 ... 443
Montage à transistors ... 448
Commutation automatique d'un amplificateur HF linéaire de puissance ... 452
Amplificateur MRF 245-80 W-145 MHz ... 453

CHAPITRE XV. — Technique des UHF
Ondes décimétriques et centimétriques

§ 1. — Propriétés des micro-ondes ... 457
§ 2. — Oscillateur UHF d'expérience ... 457
§ 3. — Montages pour la bande UHF « amateurs » 430-440 MHz ... 458
I. — Adaptateur récepteur 430 MHz à transistors ... 458
II. — Convertisseur 432 MHz à lignes ... 461

III. — Multiplicateur de fréquence à varactor 463
IV. — Emetteurs 432 MHz à semi-conducteurs 464
V. — Multiplicateur de fréquence à transistor 465
VI. — Emetteur 432 MHz 200 mW modulé en fréquence 466
VII. — Amplificateur de puissance UHF 6 W 466
VIII. — Amplificateur de puissance UHF 8 W 467
IX. — Amplificateur de puissance UHF 16 W 469
X. — Modules amplificateurs de puissance UHF 471
XI. — Adaptation des impédances (antennes) 471
XII. — Transverter 144 MHz - 432 MHz 473

CHAPITRE XVI. — La Modulation de fréquence (N.B.F.M.)

§ 1. — Généralités 479
Modulation en fréquence des émetteurs à transistors 482
Quelques réflexions 483
§ 2. — Emission 486
I. — Procédé par réactance variable avec la modulation 486
II. — Procédé de la diode modulatrice 487
Réalisations pratiques 488
III. — Emetteur FM mobile 600/750 mW 488
IV. — Emetteur FM 432 MHz 200 mW 491
§ 3. — Réception 492
Discriminateur Foster-Seeley 493
Démodulation par détecteur de rapport 494
Autres démodulateurs 495
§ 4. — Transceiver 145 MHz FM pour le mobile 495
§ 5. — Utilisation des relais - répéteurs VHF - UHF 504
§ 6. – Transceiver 114-146 MHz FM à synthétiseur 505

CHAPITRE XVII. — Radiotéléphonie à bande latérale unique Les transceivers pour ondes décamétriques

§ 1. — Introduction 521
§ 2. — Considérations générales sur la radiotéléphonie à bande latérale unique 522
§ 3. — Comment produire et utiliser des signaux à B.L.U. 525
§ 4. — Réalisations pratiques par l'amateur. Emission 529
I. — Adaptateur - Emetteur à bande latérale unique 529
II. — Excitateur B.L.U. à semi-conducteurs 539
III. — Règles générales de mise au point des émetteurs SSB 541
§ 5. — Réception B.L.U. 547
Récepteur complet pour CW et B.L.U. 554
§ 6. — Les transceivers pour bandes décamétriques 554
Transceiver transistorisé « amateur » 556
§ 7. — VOX et Anti-Trip 565
§ 8. — Amplificateur linéaire 3-30 MHz 180 W 567

CHAPITRE XVIII. — Mesures et appareils de mesure

Introduction 571
§ 1. — Boucle de Hertz 571
§ 2. — Ondemètre à absorption. Fréquencemètre 572
— Fréquencemètre 573
— Affichage digital de la fréquence de trafic (fréquencemètre) 574
§ 3. — Contrôleur de champ - Monitor HF 577
Contrôleur de champ - Monitor sensible 578
§ 4. — Mesure des courants et puissances HF 574
Wattmètre HF de ligne 580
§ 5. — Dip-mètre « toutes bandes » 581
Calibrateur 100 kHz – 1 MHz 584
§ 6. — Générateur BF de 15 Hz à 100 kHz 586
Générateur BF 2 tons (800 Hz - 2000 Hz) 588
§ 7. — L'antennascope. Ponts de mesure d'ondes stationnaires. Monimatch. 590
Mesureurs de T.O.S. 593
Monimatch 594
T.O.S.-mètre - Wattmètre 596

CHAPITRE XIX. — Trafic et réglementation

§ 1. — Réglementation en vigueur 601
§ 2. — Bandes de fréquences allouées aux amateurs 611
§ 3. — Préfixes de nationalité 612
Liste officielle des préfixes de nationalité 613
Liste des régions de France 620
§ 4. — Code Q 620
Désignation des émissions 624
§ 5. — Signaux de service 625
§ 6. — Abréviations complémentaires 625
§ 7. — Contrôles 629
Notations complémentaires 631
Analogies officielles 632
§ 8. — Trafic - Modes opératoires - Livre de bord 632
§ 9. — Répartition et utilisation des fréquences radioélectriques 634
§ 10. — Emissions de fréquences étalons et de signaux horaires 639

Conclusion 640

Bibliographie 641

L'EMISSION ET LA RECEPTION D'AMATEUR

Débutant ou chevronné, le radio-amateur trouvera ici une « mine » de renseignements théoriques et pratiques.

Ainsi, il pourra concevoir, réaliser ou améliorer sa station. En effet, R. Raffin (F3AV) livre ici avec les fruits de son expérience personnelle, une collecte d'informations précises et éprouvées.

Législation et trafic terminent ce livre de base du radio-amateur.



Editions Techniques
et Scientifiques Françaises



ISBN 2 85535 171 5
Code 461

/88/10